

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2017年4月13日(13.04.2017)



(10) 国際公開番号

WO 2017/061175 A1

- (51) 国際特許分類:
H04B 1/401 (2015.01) H04B 1/59 (2006.01)
G06K 7/10 (2006.01) H04B 13/00 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2016/073939
- (22) 国際出願日: 2016年8月16日(16.08.2016)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2015-197337 2015年10月5日(05.10.2015) JP
- (71) 出願人: ソニー株式会社 (SONY CORPORATION) [JP/JP]; 〒1080075 東京都港区港南1丁目7番1号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: 田中 勝之 (TANAKA, Katsuyuki); 〒1080075 東京都港区港南1丁目7番1号 ソニー株式会社内 Tokyo (JP). 四戸 雄介 (SHINOHE, Yusuke); 〒1080075 東京都港区港南1丁目7番1号 ソニー株式会社内 Tokyo (JP). 近藤 史隆 (KONDO, Fumitaka); 〒1080075 東京都港

区港南1丁目7番1号 ソニー株式会社内 Tokyo (JP). 網本 達紀 (AMIMOTO, Tatsuki); 〒1080075 東京都港区港南1丁目7番1号 ソニー株式会社内 Tokyo (JP). 原田 真吾 (HARADA, Shingo); 〒2430021 神奈川県厚木市岡田4-16-1 ソニー L S I デザイン株式会社内 Kanagawa (JP).

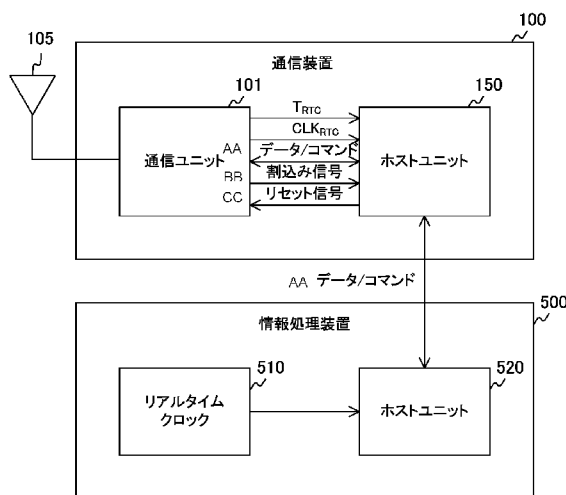
(74) 代理人: 丸島 敏一 (MARUSHIMA, Toshikazu); 〒1600022 東京都新宿区新宿3-3-2 京王新宿三丁目第二ビル 5F クラフト国際特許事務所 Tokyo (JP).

(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

[続葉有]

(54) Title: COMMUNICATION DEVICE AND COMMUNICATION DEVICE CONTROL METHOD

(54) 発明の名称: 通信装置、および、通信装置の制御方法



100 Communication device
101 Communication unit
150, 520 Host unit
500 Information processing device
510 Real-time clock
AA Data/command
BB Interrupt signal
CC Reset signal

(57) Abstract: Provided is a communication device that performs communication while suppressing an increase in power consumption. The communication device is equipped with a periodic signal generation unit, a clock unit, a multiplying unit, and a communication processing unit. The periodic signal generation unit generates a prescribed periodic signal. The clock unit measures time in synchronization with a prescribed periodic signal generated by a frequency signal generation unit. The multiplying unit multiplies the prescribed periodic signal generated by the frequency signal generation unit and supplies the result as a multiplied signal. The communication processing unit performs a prescribed communication process in synchronization with the multiplied signal generated by the multiplying unit.

(57) 要約: 消費電力の増大を抑制しつつ、通信装置が通信を行う。通信装置は、周期信号生成部、計時部、逓倍部および通信処理部を具備する。周期信号生成部は、所定の周期信号を生成する。計時部は、周波数信号生成部により生成された所定の周期信号に同期して時刻を計時する。逓倍部は、周波数信号生成部により生成された所定の周期信号を逓倍して逓倍信号として供給する。通信処理部は、逓倍部により生成された逓倍信号に同期して所定の通信処理を行う。



(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK,

SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称：通信装置、および、通信装置の制御方法

技術分野

[0001] 本技術は、通信装置、および、通信装置の制御方法に関する。詳しくは、リアルタイムクロックを備える通信装置、および、通信装置の制御方法に関する。

背景技術

[0002] 近年、センサ、無線通信およびクラウドコンピューティングに関する技術の進化に伴って、それらの技術を利用したＩｏＴ（Internet of Things）デバイスの開発が進められている。このＩｏＴデバイスの多くは、サイズが小さく、低コストであることが求められる。このため、ＩｏＴデバイスは、低容量のバッテリーを電源として搭載し、消費電力を小さくする観点から、各種の回路や部品を共通化している。

[0003] また、ＩｏＴデバイスでは、発振周波数がメガヘルツ単位の水晶発振器からのクロック信号に同期して無線信号を処理している。この水晶発振器の発振周波数として、携帯電話で一般的な１３メガヘルツ（MHz）または１９．２メガヘルツ（MHz）の整数倍や、Wi-Fi（登録商標）における２０メガヘルツ（MHz）などが用いられる。

[0004] 例えば、水晶発振器からのクロック信号を位相同期回路で逡倍し、その逡倍したクロック信号で無線信号の送受信を行う通信装置が提案されている（例えば、特許文献１参照。）。この通信装置は、スリープモードにおいてリアルタイムクロックを除き、各回路を停止することにより消費電力を低減している。

先行技術文献

特許文献

[0005] 特許文献１：特許５１０５６８８号

発明の概要

発明が解決しようとする課題

- [0006] 上述の従来技術では、スリープモードにおいて、水晶発振器や位相同期回路を停止しているため、通信装置は、それらの回路からのクロック信号を用いて通信を行うことができない。リアルタイムクロックに加え、水晶発振器などをスリープモードにおいても動作させれば通信を行うことができるが、動作させた回路や素子の分だけ消費電力が増大してしまう。このため、消費電力の増大を抑制しつつ、通信を行うことが困難である。
- [0007] 本技術はこのような状況に鑑みて生み出されたものであり、消費電力の増大を抑制しつつ、通信装置が通信を行うことを目的とする。

課題を解決するための手段

- [0008] 本技術は、上述の問題点を解消するためになされたものであり、その第1の側面は、所定の周期信号を生成する周期信号生成部と、上記所定の周期信号に同期して時刻を計時する計時部と、上記所定の周期信号を逡倍して逡倍信号として供給する逡倍部と、上記逡倍信号に同期して所定の通信処理を行う通信処理部とを具備する通信装置、および、その制御方法である。これにより、周期信号に同期して時刻が計時され、その周期信号を逡倍した逡倍信号に同期して通信処理が実行されるという作用をもたらす。
- [0009] また、この第1の側面において、上記所定の周期信号より周波数の高い高周波数信号を生成する高周波数信号生成部と、上記高周波数信号と上記所定の周期信号とのいずれかを選択して上記逡倍部に供給する選択部とをさらに具備してもよい。これにより、高周波数信号と所定の周期信号とのいずれかが逡倍されるという作用をもたらす。
- [0010] また、この第1の側面において、上記所定の通信処理は、搬送波に重畳された信号を送受信する処理を含み、複数の周波数のいずれかを上記搬送波の周波数として上記通信処理部に設定する設定部をさらに具備し、上記選択部は、上記搬送波の周波数が所定周波数を超えない場合には上記所定の周期信号を選択し、上記搬送波の周波数が上記所定周波数よりも高い場合には上記高周波数信号を選択してもよい。これにより、搬送波の周波数が所定周波数

より高い場合には高周波数信号が選択されるという作用をもたらす。

[0011] また、この第1の側面において、上記所定の通信処理は、ベースバンド信号を送受信する処理を含み、複数の周波数のいずれかを上記ベースバンド信号の周波数として上記通信処理部に設定する設定部をさらに具備し、上記選択部は、上記ベースバンド信号の周波数が所定周波数を超えない場合には上記所定の周期信号を選択し、上記ベースバンド信号の周波数が上記所定周波数よりも高い場合には上記高周波数信号を選択してもよい。これにより、ベースバンド信号の周波数が所定周波数より高い場合には高周波数信号が選択されるという作用をもたらす。

[0012] また、この第1の側面において、温度を測定する温度測定部をさらに具備し、上記選択部は、上記測定された温度が所定の範囲内の温度である場合には上記所定の周期信号を選択し、上記測定された温度が上記所定の範囲外の温度である場合には上記高周波数信号を選択してもよい。これにより、測定された温度が所定の範囲外の温度である場合に高周波数信号が選択されるという作用をもたらす。

[0013] また、この第1の側面において、上記温度測定部は、上記温度の変化に伴って抵抗が変化するサーミスタと、上記抵抗に応じた電圧に基づいて上記温度を測定する測定部とを備えてもよい。これにより、サーミスタの抵抗に応じた電圧から温度が測定されるという作用をもたらす。

[0014] また、この第1の側面において、上記温度測定部は、上記温度に比例する電圧を生成する絶対温度比例電圧回路と、上記電圧に基づいて上記温度を測定する測定部とを備えてもよい。これにより、絶対温度比例電圧回路の電圧から温度が測定されるという作用をもたらす。

[0015] また、この第1の側面において、上記所定の通信処理は、搬送波に重畳された信号を送受信する処理を含み、上記搬送波の周波数は、13.56メガヘルツを超えなくてもよい。これにより、13.56MHz以下の周波数の搬送波に重畳された信号が送受信されるという作用をもたらす。

[0016] また、この第1の側面において、上記所定の通信処理は、ベースバンド信

号を送受信する処理を含み、上記ベースバンド信号の周波数は、13.56メガヘルツを超えなくてもよい。これにより、13.56MHz以下の周波数のベースバンド信号が送受信されるという作用をもたらす。

[0017] また、この第1の側面において、上記所定の通信処理は、4.867マイクロ秒を超えないパケット長のパケットを送受信する処理を含んでもよい。これにより、4.867マイクロ秒以下のパケット長のパケットが送受信されるという作用をもたらす。

[0018] また、この第1の側面において、上記所定の通信処理は、424キロビット毎秒を超えないデータレートでデータを送受信する処理を含んでもよい。これにより、424キロビット毎秒以下のデータレートでデータが送受信されるという作用をもたらす。

[0019] また、この第1の側面において、上記所定の通信処理は、2.36マイクロ秒より短くないシンボル長のシンボルを変調または復調する処理を含んでもよい。これにより、2.36マイクロ秒以下のシンボル長のシンボルが変調または復調されるという作用をもたらす。

[0020] また、この第1の側面において、上記所定の通信処理は、搬送波に重畳された信号を送受信する処理を含み、上記通倍部は、上記搬送波の周波数を上記所定の周期信号の周波数で割った値より高い通倍比により上記周期信号を通倍してもよい。これにより、搬送波の周波数を周期信号の周波数で割った値より高い通倍比により上記周期信号が通倍されるという作用をもたらす。

[0021] また、この第1の側面において、上記所定の通信処理は、ベースバンド信号を送受信する処理を含み、上記通倍部は、上記ベースバンド信号の周波数を上記所定の周期信号の周波数で割った値より高い通倍比により上記周期信号を通倍してもよい。これにより、ベースバンド信号の周波数を周期信号の周波数で割った値より高い通倍比により上記周期信号が通倍されるという作用をもたらす。

[0022] また、この第1の側面において、上記通信処理部は、非接触通信における通信規格に従って上記通信処理を行ってもよい。これにより、非接触通信が

行われるという作用をもたらす。

[0023] また、この第1の側面において、上記通信処理部は、人体通信における通信規格に従って上記通信処理を行ってもよい。これにより、人体通信が行われるという作用をもたらす。

発明の効果

[0024] 本技術によれば、消費電力の増大を抑制しつつ、通信装置が通信を行うことができるという優れた効果を奏し得る。なお、ここに記載された効果は必ずしも限定されるものではなく、本開示中に記載されたいずれかの効果であってもよい。

図面の簡単な説明

[0025] [図1]本技術の第1の実施の形態における情報処理システムの一構成例を示すブロック図である。

[図2]本技術の第1の実施の形態における通信ユニットの一構成例を示すブロック図である。

[図3]本技術の第1の実施の形態におけるホストユニットの配置を変更した情報処理システムの一構成例を示すブロック図である。

[図4]本技術の第1の実施の形態におけるリアルタイムクロックの一構成例を示すブロック図である。

[図5]本技術の第1の実施の形態におけるバッテリーおよび電源管理部を設けたリアルタイムクロックの一構成例を示すブロック図である。

[図6]本技術の第1の実施の形態における水晶発振器の一構成例を示す回路図である。

[図7]本技術の第1の実施の形態における位相同期回路の一構成例を示すブロック図である。

[図8]本技術の第1の実施の形態におけるジッタの特性を説明するための図である。

[図9]本技術の第1の実施の形態における参照クロックごとの、位相ノイズと周波数との間の関係の一例を示すグラフである。

[図10]本技術の第1の実施の形態における非接触通信処理部の一構成例を示すブロック図である。

[図11]本技術の第1の実施の形態におけるタイムセグメントおよびP-PDUの構成例を示す図である。

[図12]本技術の第1の実施の形態における周波数分割チャネルごとの仕様の一例を示す図である。

[図13]本技術の第1の実施の形態における通信規格ごとの仕様の一例を示す図である。

[図14]本技術の第1の実施の形態におけるNFCフォーラム規格の仕様の一例を示す図である。

[図15]本技術の第1の実施の形態におけるAD変換前の受信信号およびサンプリングクロック信号のサンプリングタイミングの一例を示す図である。

[図16]本技術の第1の実施の形態における水晶発振器の温度特性の関係の一例を示すグラフである。

[図17]本技術の第1の実施の形態における通信装置の動作の一例を示すフローチャートである。

[図18]本技術の第2の実施の形態における通信ユニットの一構成例を示すブロック図である。

[図19]本技術の第2の実施の形態における人体通信処理部の一構成例を示すブロック図である。

[図20]本技術の第2の実施の形態におけるベースバンド信号とスプリアスとの干渉について説明するための図である。

[図21]本技術の第3の実施の形態における通信ユニットの一構成例を示すブロック図である。

[図22]本技術の第3の実施の形態における水晶発振器の一構成例を示す回路図である。

[図23]本技術の第3の実施の形態における周波数分割チャネルごとの選択信号、イネーブル信号および分周比の設定例を示す図である。

[図24]本技術の第3の実施の形態における非接触通信処理部の一構成例を示すブロック図である。

[図25]本技術の第3の実施の形態の変形例における通信ユニットの一構成例を示すブロック図である。

[図26]本技術の第4の実施の形態における通信装置の一構成例を示すブロック図である。

[図27]本技術の第4の実施の形態における通信ユニットの一構成例を示すブロック図である。

[図28]本技術の第4の実施の形態におけるホストユニットの一構成例を示すブロック図である。

[図29]本技術の第5の実施の形態における通信ユニットの一構成例を示すブロック図である。

[図30]本技術の第5の実施の形態における温度範囲ごとの選択信号、イネーブル信号および分周比の設定例を示す図である。

[図31]本技術の第5の実施の形態における温度測定部の一構成例を示すブロック図である。

[図32]本技術の第5の実施の形態の第1の変形例における通信ユニットの一構成例を示すブロック図である。

[図33]本技術の第5の実施の形態の第2の変形例における温度測定部の一構成例を示すブロック図である。

[図34]本技術の第5の実施の形態の第3の変形例におけるA/D (Analog to Digital) 変換器の一構成例を示すブロック図である。

発明を実施するための形態

[0026] 以下、本技術を実施するための形態（以下、実施の形態と称する）について説明する。説明は以下の順序により行う。

1. 第1の実施の形態（リアルタイムクロックからのクロック信号を逡倍する例）

2. 第2の実施の形態（リアルタイムクロックからのクロック信号を逡倍

して人体通信を行う例)

３．第３の実施の形態（リアルタイムクロックまたは水晶発振器からのクロック信号を通倍する例）

４．第４の実施の形態（ホストユニット内のリアルタイムクロックからのクロック信号を通倍する例）

５．第５の実施の形態（温度を測定してリアルタイムクロックまたは水晶発振器からのクロック信号を通倍する例）

[0027] <１．第１の実施の形態>

[通信装置の構成例]

[0028] 図１は、第１の実施の形態における情報処理システムの一構成例を示すブロック図である。この情報処理システムは、通信装置１００と情報処理装置５００とを備える。通信装置１００は、通信ユニット１０１およびホストユニット１５０を備え、情報処理装置５００は、リアルタイムクロック５１０およびホストユニット５２０を備える。また、通信装置１００には、アンテナ１０５が取り付けられている。通信装置１００としては、例えば、他のデバイスとの間で非接触通信を行うＩｏＴデバイスや非接触ＩＣ（integrated circuit）カード、あるいは、リーダ／ライタなどが想定される。情報処理装置５００としては、例えば、パーソナルコンピュータなどが想定される。

[0029] アンテナ１０５は、電波を受信して電気信号に変換し、電気信号を電波に変換して送信するものである。このアンテナ１０５は、変換した電気信号を受信信号として通信ユニット１０１に供給する。また、アンテナ１０５は、通信ユニット１０１から電気信号が送信信号として供給されると、その送信信号を電波に変換する。

[0030] 通信ユニット１０１は、ホストユニット１５０の制御に従って所定の通信処理を行うものである。この通信ユニット１０１は、時刻情報 T_{RTC} 、クロック信号 CLK_{RTC} 、割込み信号および受信データを生成してホストユニット１５０に供給する。また、通信ユニット１０１は、ホストユニット１５０から、コマンド、送信データ、リセット信号を受け取って処理する。ここで、時

時刻情報 T_{RTC} は、クロック信号 CLK_{RTC} に同期して計時された時刻を示す情報である。クロック信号 CLK_{RTC} は、通信ユニット 101 内のリアルタイムクロックにより生成されたクロック信号である。割込み信号は、ホストユニット 150 をスリープモードから復帰させるための信号である。リセット信号は、通信ユニット 101 の各種設定を初期化するための信号である。

[0031] ホストユニット 150 は、送信データを生成して通信ユニット 101 に供給し、通信ユニットからの受信データを処理するものである。また、ホストユニット 150 は、時刻情報 T_{RTC} を用いて、各種のアプリケーションを実行し、コマンドにより通信ユニット 101 を制御する。また、ホストユニット 150 は、情報処理装置 500 との間でコマンドやデータを送受信する。

[0032] また、ホストユニット 150 は、ユーザの操作などに基づいて通常モードからスリープモードに移行するか否かを判断する。例えば、スリープモードに移行させるための操作をユーザが行った場合や、操作が行われない期間が一定時間を超えた場合にスリープモードに移行すべきと判断される。

[0033] ここで、通常モードは、通信装置 100 内の全ての回路に電源が供給される状態である。一方、スリープモードは、通信装置 100 内の一部の回路への電源が遮断され、残りの回路に電源が供給される状態である。このスリープモードにおいて、例えば、ホストユニット 150 への電源が遮断され、通信ユニット 101 などの残りの回路に電源が供給される。

[0034] リアルタイムクロック 510 は、現在時刻を計時するものである。このリアルタイムクロック 110 は、通信ユニット 101 内のリアルタイムクロックと独立して動作し、現在時刻を示す時刻情報をホストユニット 520 に供給する。ホストユニット 520 は、通信装置 100 を制御するものである。このホストユニット 520 は、ホストユニット 150 との間でデータやコマンドを送受信する。

[0035] 図 2 は、第 1 の実施の形態における通信ユニット 101 の一構成例を示すブロック図である。この通信ユニット 101 は、リアルタイムクロック 110、位相同期回路 130、制御部 140、非接触通信処理部 200 およびホ

ストユニット 150 を備える。

[0036] リアルタイムクロック 110 は、現在時刻を計時するものである。このリアルタイムクロック 110 は、所定の周波数のクロック信号 CLK_{RTC} を生成し、そのクロック信号 CLK_{RTC} に同期して現在時刻を計時する。このクロック信号 CLK_{RTC} の周波数は、非接触通信処理部 200 の通信処理で用いられる搬送波周波数と比較して非常に低く、例えば、キロヘルツ (kHz) 単位である。具体的には、クロック信号 CLK_{RTC} の周波数は、32.768 キロヘルツ (kHz) などに設定される。また、リアルタイムクロック 110 は、生成したクロック信号 CLK_{RTC} を位相同期回路 130、制御部 140 およびホストユニット 150 に供給し、現在時刻を示す時刻情報 T_{RTC} を制御部 140 およびホストユニット 150 に供給する。また、リアルタイムクロック 110 は、制御部 140 からの初期化信号 INI に従って、現在時刻を初期化する。

[0037] 位相同期回路 130 は、クロック信号 CLK_{RTC} を参照クロックとして受け取って通倍するものである。この位相同期回路 130 は、クロック信号 CLK_{RTC} を通倍した信号をクロック信号 CLK_{PLL} として非接触通信処理部 200 に供給する。また、位相同期回路 130 の分周比などのパラメータは、制御部 140 により設定される。また、位相同期回路 110 は、制御部 140 からのイネーブル信号 EN_{PLL} に従って、通倍動作を開始または終了する。なお、位相同期回路 130 は、特許請求の範囲に記載の通倍部の一例である。

[0038] 制御部 140 は、通信ユニット 101 内の各回路を制御するものである。この制御部 140 は、例えば、時間をタイムスロットにより分割してタイムスロットごとに送信または受信を割り当てる。そして、制御部 140 は、送信のタイムスロットにおいて非接触通信処理部 200 に変調処理を実行させ、受信のタイムスロットにおいて復調処理を実行させる。ここで、復調処理により取得されたデータを制御部 140 は、ホストユニット 150 へ供給し、ホストユニット 150 からのデータを制御部 140 は通信ユニット 101 に供給して変調処理を行わせる。また、制御部 140 は、必要に応じてリア

ルタイムクロック 110 を初期化信号 INI により初期化する。また、制御部 140 は、位相同期回路 130 および非接触通信処理部 200 を必要に応じてイネーブル信号 EN_{PLL} および EN_{COM} により停止させる。例えば、通信装置 100 がスリープモードに移行すると制御部 140 は、位相同期回路 130 および非接触通信処理部 200 を停止させる。そして、スリープモードにおいて制御部 140 は、クロック信号 CLK_{RTC} や時刻情報 T_{RTC} に基づいて、所定のスケジュールで、位相同期回路 130 および非接触通信処理部 200 を間欠的に動作させる。

[0039] 非接触通信処理部 200 は、制御部 140 の制御の下で、クロック信号 CLK_{PLL} に同期して所定の通信処理を行うものである。この非接触通信処理部 200 は、通信処理として、例えば、変調処理および復調処理の少なくとも一方を行う。また、これらの変調処理および復調処理は、非接触通信における通信規格に従って行われる。通信規格としては、ISO (International Organization for Standardization) / IEC (International Electrotechnical Commission) 17982、ECMA (European Computer Manufacturers Association) 401 が用いられる。あるいは、ISO/IEC 14443 や、Felica (登録商標) などが用いられる。これらの通信規格におけるチャネルなどのパラメータは、制御部 140 により設定される。

[0040] また、非接触通信処理部 200 は、クロック信号 CLK_{PLL} を分周してクロック信号 CLK_{CON} を生成し、制御部 140 に供給する。また、非接触通信処理部 200 は、復調処理により受信データを取得して制御部 140 へ供給し、制御部 140 から送信データを受け取って変調処理を行う。変調処理や復調処理により、搬送波に重畳された信号が送受信される。なお、非接触通信処理部 200 は、クロック信号 CLK_{PLL} の周期を 1 ビット長として生成されたベースバンド信号を送受信してもよい。また、非接触通信処理部 200 は、特許請求の範囲に記載の通信処理部の一例である。

[0041] 上述したように、通信装置 100 では、リアルタイムクロック 110 で生成されたクロック信号 CLK_{RTC} により、計時および通信処理の両方を行って

いる。このため、リアルタイムクロック 110 に加えて水晶発振器を設け、その水晶発振器からのクロック信号により通信処理を行い、クロック信号 CLK_{RTC} により計時する構成と比較して、水晶発振器の分、消費電力を低減することができる。例えば、リアルタイムクロック 110 内の数十キロヘルツ (kHz) で発振する発振器の消費電力は、1 マイクロワット (μW) 以下であり、10 メガヘルツ (MHz) 以上の周波数で発振する水晶発振器の消費電力は 1 ミリワット (mW) 程度である。このため、リアルタイムクロック 110 の外部の水晶発振器を削減することによる、消費電力低減の効果は大きい。また、水晶発振器の削減により部品点数を少なくしてコストや実装面積を小さくすることができる。

[0042] なお、リアルタイムクロック 110、位相同期回路 130、制御部 140、非接触通信処理部 200 およびホストユニット 150 を同一の装置に配置しているが、複数の装置に分散して配置してもよい。例えば、図 3 に例示するようにリアルタイムクロック 110、位相同期回路 130、制御部 140 および非接触通信処理部 200 を通信装置 100 に設け、ホストユニット 150 を情報処理装置 500 側のホストユニット 520 と一体化してもよい。また、通信装置 100 は、送信および受信の両方を行っているが、一方のみを行ってもよい。受信のみを行う通信装置 100 として、例えば、GNSS (Global Navigation Satellite System) 受信機などが想定される。

[0043] [リアルタイムクロックの構成例]

図 4 は、第 1 の実施の形態におけるリアルタイムクロック 110 の一構成例を示すブロック図である。このリアルタイムクロック 110 は、水晶発振器 120 および計時部 113 を備える。

[0044] 水晶発振器 120 は、水晶振動子を用いて一定の周波数（例えば、32.768 kHz ）のクロック信号 CLK_{RTC} を生成するものである。この水晶発振器 120 は、生成したクロック信号 CLK_{RTC} を計時部 113 および位相同期回路 130 に供給する。なお、水晶発振器 120 は、特許請求の範囲に記載の周期信号生成部の一例である。

[0045] 計時部 113 は、クロック信号 CLK_{RTC} に同期して、現在時刻を計時するものである。この計時部 113 は、現在時刻を示す時刻情報 T_{RTC} を生成してホストユニット 150 に供給する。また、計時部 113 は、制御部 140 からの初期化信号 INI に従って現在時刻を初期値にする。

[0046] なお、図 5 に例示するように、リアルタイムクロック 110 内にバッテリー 111 および電源管理部 112 をさらに設けてもよい。この電源管理部 112 は、通信装置 100 に電源電圧 VDD が供給されると、その電源電圧 VDD を用いてバッテリー 111 を充電し、また、水晶発振器 120 および計時部 113 に出力電圧 $VOUT$ を供給する。一方、電源電圧 VDD の供給が遮断されると、バッテリー 111 からの電源を用いて水晶発振器 120 および計時部 113 に出力電圧 $VOUT$ を供給する。

[0047] [水晶発振器の構成例]

図 6 は、第 1 の実施の形態における水晶発振器 120 の一構成例を示す回路図である。この水晶発振器 120 は、抵抗 121 および 122 と、インバータ 123 と、水晶振動子 124 と、コンデンサ 125 および 126 とを備える。

[0048] 抵抗 121 および 122 は直列に接続され、これらの抵抗は、インバータ 123 に並列に接続される。また、インバータ 123 の入力端子は、抵抗 121、水晶振動子 124、および、コンデンサ 125 に接続される。一方、インバータ 123 の出力端子は、抵抗 122、水晶振動子 124 およびコンデンサ 126 に接続される。

[0049] コンデンサ 125 の一端は、抵抗 121、インバータ 123 および水晶振動子 124 に接続され、他端は接地される。コンデンサ 126 の一端は、抵抗 122、インバータ 123 および水晶振動子 124 に接続され、他端は接地される。

[0050] 水晶振動子 124 は、圧電効果により一定の発振周波数で発振するものである。水晶振動子 124 以外の回路は、水晶振動子 124 の発振周波数に応じた周波数で発振する発振回路として動作し、クロック信号 CLK_{RTC} を生成

する。

[0051] [位相同期回路の構成例]

図7は、第1の実施の形態における位相同期回路130の一構成例を示すブロック図である。この位相同期回路130は、位相比較器131、ローパスフィルタ132、電圧制御発振器133および分周器134を備える。

[0052] 位相比較器131は、リアルタイムクロック110からのクロック信号 CLK_{RTC} と、分周器134からの帰還信号との位相を比較するものである。この位相比較器131は、クロック信号 CLK_{RTC} と帰還信号との位相差に応じた電圧を位相差信号としてローパスフィルタ132に供給する。

[0053] ローパスフィルタ132は、位相差信号において、所定の遮断周波数以下の帯域を通過させて電圧制御発振器133に供給するものである。

[0054] 電圧制御発振器133は、ローパスフィルタ132を通過した位相差信号のレベルに応じた周波数のクロック信号 CLK_{PLL} を生成するものである。この電圧制御発振器133は、生成したクロック信号 CLK_{PLL} を分周器134および非接触通信処理部200に供給する。

[0055] 分周器134は、所定の分周比 $frac{N}$ により、クロック信号 CLK_{PLL} を分周して、帰還信号として位相比較器131に供給するものである。ここで、分周比 $frac{N}$ には、非整数の値を設定することができる。このように、非整数の分周比を設定することができる位相同期回路130は、フラクショナルPLLと呼ばれる。なお、位相同期回路130は、分周比に整数しか設定することのできない、整数型のPLLであってもよい。

[0056] 分周した信号の帰還により、キロヘルツ単位のクロック CLK_{RTC} は、分周比 $frac{N}$ と同一の通倍比により通倍される。この通倍により、例えば、メガヘルツ単位（13.56MHzの整数倍など）のクロック信号 CLK_{PLL} が生成される。

[0057] 図8は、第1の実施の形態におけるジッタの特性を説明するための図である。同図におけるaの縦軸は位相ノイズのレベルを示し、横軸は位相ノイズの周波数を示す。同図に例示するように、クロック信号 CLK_{PLL} の周波数f

2を含む周波数 f_1 から f_3 までの帯域において位相ノイズが生じている。

[0058] また、図8におけるbの縦軸は、クロック信号 CLK_{PLL} のレベルを示し、横軸は時間を示す。同図に例示するように、この信号の波形の振幅の中心で誤差 dV の位相ノイズが加わると、 dt のジッタが生じる。

[0059] 図9は、本技術の第1の実施の形態における参照クロックごとの、位相ノイズと周波数との間の関係の一例を示すグラフである。同図における縦軸は、 S/N 比を示し、横軸は、 CLK_{PLL} の周波数を示す。また、実線は、参照クロックの周波数が高い場合（例えば、メガヘルツオーダー）の特性を示し、一点鎖線は、参照クロックの周波数が低い場合（例えば、キロヘルツオーダー）の特性を示す。同図に例示するように、 CLK_{PLL} の周波数が100キロヘルツ（kHz）以下の帯域では、参照クロックの周波数が低い方が、位相ノイズが大きくなる。

[0060] 図8および図9に例示したように、PLLに入力される参照クロック（ CLK_{RTC} ）の周波数が低いほど、PLLから出力される CLK_{PLL} の位相ノイズ（ジッタ）が大きくなり、周波数精度が低下する。これは、PLLでは、参照クロックの周波数が低いほど位相比較器における位相比較の間隔が長くなり、PLL内部でジッタが生じやすくなるためである。

[0061] ここで、Wi-Fi（登録商標）などの無線通信では、電波法における周波数精度の制約を満たし、発振周波数のスペクトラム広がり起因する妨害波耐性を高くする必要がある。このため、周波数精度が低下し、ジッタが生じやすくなるキロヘルツオーダーの低周波数の信号は参照クロックとして用いられず、一般にメガヘルツオーダーの高周波数の信号が参照クロックとして用いられる。

[0062] しかしながら、通信装置100が用いる通信方式の種類によっては、参照クロックの周波数が比較的低くても、 S/N 比の劣化等の問題が生じるとは限らない。例えば、NFC（Near Field Communication）やISO/IEC 17982では規格上、要求される周波数精度が ± 50 ppm程度と比較的低い。一方、LTE（Long Term Evolution）では $\pm (0.05 \text{ ppm} + 1$

2 Hz) や (0.10 ppm + 15 Hz) の高い精度が要求される。このため、要求される周波数精度が比較的低い、NFC等の非接触通信に通信装置100を適用することが望ましい。

[0063] また、搬送波周波数やベースバンド信号の周波数が比較的低い通信方式であれば、通倍比を小さくすることができるため、参照クロックの周波数が低くてもジッタが生じにくい。例えば、搬送波周波数やベースバンド信号の周波数は、13.56メガヘルツ (MHz) 以下であることが望ましい。

[0064] また、パケット長が短いほど、また、データレートが低いほど、ジッタの影響は小さくなる。例えば、パケット長は、4.867マイクロ秒 (μ s) 以下であることが望ましく、データレートは、424キロビット毎秒 (kbps) 以下であることが望ましい。また、シンボル長が長いほどジッタの影響は少なく、シンボル長は2.36マイクロ秒 (μ s) 以上であることが望ましい。

[0065] また、通信装置100がGNSS受信機のように受信のみを行う場合は、電波法の制約を受けない。このため、受信のみを行う構成では、ジッタなどによる妨害波耐性の低下を許容するのであれば、周波数、パケット長、データレートおよびシンボル長に関する上述の条件を十分に満たしていなくても、参照クロックの周波数を低くすることができる。

[0066] [非接触通信処理部の構成例]

図10は、第1の実施の形態における非接触通信処理部200の一構成例を示すブロック図である。この非接触通信処理部200は、分周器210および211と、低雑音アンプ212と、ミキサ213と、ハイパスフィルタ214と、ローパスフィルタ215と、自動利得制御部216と、バッファ217と、AD変換器218とを備える。また、非接触通信処理部200は、変復調部222、ローパスフィルタ221、ミキサ220および低雑音アンプ219を備える。

[0067] 分周器210は、位相同期回路130からのクロック信号CLK_{PLL}を分周比N (Nは整数) により分周するものである。この分周比Nは、位相同期回

路 130 の通倍比よりも小さいものとする。分周器 210 は、分周後のクロック信号をサンプリングクロック信号 CLK_{SMP} として AD 変換器 218 および変復調部 222 に供給する。

[0068] 分周器 211 は、クロック信号 CLK_{PLL} を分周比 M (M は整数) により分周するものである。この分周比 M は、位相同期回路 130 の通倍比よりも小さいものとする。分周器 211 は、分周後のクロック信号をクロック信号 CLK_{CON} として変復調部 222 および制御部 140 に供給する。

[0069] 低雑音アンプ 212 は、アンテナ 105 からの受信信号を低雑音で増幅してミキサ 213 に供給するものである。ミキサ 213 は、クロック信号 CLK_{PLL} と、低雑音アンプ 212 からの受信信号とを混合してハイパスフィルタ 214 に供給するものである。

[0070] ハイパスフィルタ 214 は、ミキサ 213 からの受信信号において、所定の遮断周波数より高い帯域を通過させるものである。ローパスフィルタ 215 は、ハイパスフィルタ 214 を通過した受信信号において所定の遮断周波数より低い帯域を通過させるものである。自動利得制御部 216 は、ローパスフィルタ 215 を通過した受信信号の利得を制御し、バッファ 217 を介して AD 変換器 218 に供給するものである。

[0071] AD 変換器 218 は、バッファ 217 からの受信信号に対し、サンプリングクロック信号 CLK_{SMP} に同期して AD 変換を行うものである。この AD 変換器 218 は、AD 変換により生成したデジタル信号を変復調部 222 に供給する。

[0072] 変復調部 222 は、変調処理または復調処理を行うものである。この変復調部 222 は、AD 変換器 218 からのデジタル信号をサンプリングクロック信号 CLK_{SMP} に同期して取り込む。そして、変復調部 222 は、取り込んだ信号において、搬送波に重畳された受信データを取り出す復調処理をクロック信号 CLK_{CON} に同期して行う。変復調部 222 は、取得した受信データを制御部 140 に供給する。

[0073] また、変復調部 222 は、制御部 140 からの送信データを搬送波に重畳

する変調処理をクロック信号 CLK_{CON} に同期して行う。変復調部222は、変調した信号を送信信号としてローパスフィルタ221に供給する。

[0074] ローパスフィルタ221は、送信信号において、所定の遮断周波数より低い帯域を通過させるものである。ミキサ220は、ローパスフィルタ221を通過した送信信号とクロック信号 CLK_{PLL} とを混合して低雑音アンプ219に供給するものである。低雑音アンプ219は、ミキサ220からの受信信号を低雑音で増幅して、アンテナ105に供給するものである。

[0075] 非接触通信処理部200内の回路や素子のそれぞれは、制御部140の制御に従って動作する。例えば、受信のタイムスロットにおいて制御部140は、低雑音アンプ212、ミキサ213、ハイパスフィルタ214、ローパスフィルタ215、自動利得制御部216およびバッファ217を動作させ、変復調部222に復調処理を行わせる。一方、送信のタイムスロットにおいて制御部140は、変復調部222に変調処理を行わせ、ローパスフィルタ221およびミキサ220および低雑音アンプ219を動作させる。

[0076] 図11は、第1の実施の形態におけるタイムセグメントおよびP-PDUのデータ構造の一構成例を示すブロック図である。ISO/IEC 17982、ECMA-401のCCCC (Close Capacitive Coupling Communication) PHY (Physical Layer) において時間は、タイムセグメントと呼ばれる単位により分割される。そして、これらのタイムセグメントのそれぞれは、8つのTDS (Time Division Slot) と呼ばれるタイムスロットにより分割される。TDSにおいては、P-PDU (protocol data unit) と呼ばれるパケットが送受信される。P-PDUは、先頭から順にプリアンブルパターン、同期パターン、属性、TDS番号、シーケンス番号、ペイロード、および、CRC (Cyclic Redundancy Check) 符号を含む。また、プリアンブルパターンの直前と、CRC符号の直後とには、一定のレベル調整期間が設けられる。

[0077] 図12は、第1の実施の形態における周波数分割チャネルごとの仕様の一例を示す図である。ISO/IEC 17982、ECMA-401では、

0乃至4の周波数分割チャネル（FDC：Frequency Division Channel）が用いられる。これらのFDCのそれぞれにおいて、搬送波周波数 f_c 、P-PDU長、タイムセグメント長、および、リスン期間などの仕様が異なる。そして、FDCが0乃至3の場合は、FDCが4の場合と比較して、搬送波周波数が低く、13.56メガヘルツ（MHz）以下である。前述したように搬送波周波数が低いほど、S/N比が低下しにくいため、通信装置100は、0乃至3のFDCを用いることが望ましい。例えば、FDCが2の場合、搬送波周波数が8.136メガヘルツ（MHz）となり、ジッタの平均値が3ナノ秒（ns）であっても、S/N比の劣化は、0.5デシベル（dB）以下にすぎない。

[0078] 図13は、第1の実施の形態における通信規格ごとの仕様の一例を示す図である。同図に例示するように、ISO/IEC 14443やFelica（登録商標）では、搬送波周波数が13.56メガヘルツ（MHz）と低く、通信速度（データレート）も106、212、または、424キロビット毎秒（kbps）と低い。このため、ジッタの影響が小さく、S/N比の劣化等の問題は生じにくい。

[0079] 図14は、第1の実施の形態におけるNFCフォーラム規格の仕様の一例を示す図である。同図に例示するように、NFCでは、LTEなどと比較して、搬送波周波数は低く、データレートも低い。このため、ジッタの影響が小さく、位相同期回路130の参照クロック（CLK_{RTC}）の周波数が低くても、問題は生じにくい。

[0080] 図15は、第1の実施の形態におけるAD変換前の受信信号およびサンプリングクロック信号CLK_{SMP}のサンプリングタイミングの一例を示す図である。二位相偏移変調（BPSK：binary phase-shift keying）では、シンボルごとに、送信側で1ビットが変調される。また、受信側でシンボルごとに1ビットが復調される。送信側において例えば、「1」を変調する際に送信信号の位相が0度に制御され、「0」を変調する際に、その位相が180度に制御される。一方、受信側では、サンプリングクロック信号CLK_{SMP}に同

期して、受信信号をサンプリングし、0度の位相を検出した際に「1」のビットを取り出し、180度の位相を検出した際に「0」のビットを取り出す。

[0081] ここで、参照クロック (CLK_{RTC}) の周波数が低いほど、その参照クロックから生成されたサンプリングクロック信号 CLK_{SMP} のジッタが大きくなる。しかしながら、シンボル長が長いほど、ジッタの影響は少なくなる。例えば、NFCでは搬送波周波数は13.56メガヘルツ (MHz) である。この場合に通信装置100は、その搬送波周波数を分周比4で分周した3.39メガヘルツ (MHz) のサンプリングクロック信号 CLK_{SMP} でAD変換する。これにより、図15に示すように、シンボル長は、サンプリングクロック信号 CLK_{SMP} の周期の8倍の2.36マイクロ秒 (μs) となり、3ナノ秒 (ns) 程度のジッタによる劣化はわずかとなる。

[0082] 図16は、第1の実施の形態における水晶発振器120の温度特性の一例を示すグラフである。同図における縦軸は、周波数確度であり、横軸は温度である。ここで周波数確度は、同一の環境条件で設定した周波数の、公称周波数からの絶対誤差であり、単位は例えば、ppm (parts per million) である。また、ひし形は、公差0%の理想的な温度特性におけるプロットを示す。三角は、製品ばらつきにより公差+10%が生じた際の温度特性におけるプロットを示す。四角は、製品ばらつきにより公差-10%が生じた際の温度特性におけるプロットを示す。

[0083] 水晶発振器の温度特性としては、温度と周波数との間の関係を示す曲線が3次曲線になるものや、常温付近などを周波数のピークとした2次曲線になるものが知られている。温度特性を表す曲線がどのような曲線になるかは、水晶振動子のカッティング方法などにより決定される。これらのうち、図14に例示するように、2次曲線の温度特性を持つ水晶発振器がリアルタイムクロック110内に配置される。この温度特性は、例えば、次の式により表される。

$$f_a = -c (T - a)^2 + b \quad \dots \text{式1}$$

上式において、 f_a は周波数確度である。Tは温度であり、単位は、例えば℃である。この式で表される温度特性では、温度Tがaであるときに周波数確度 f_a がピーク値bとなる。

[0084] 一般に、2次曲線の温度特性を持つ水晶発振器では、25℃などの常温において、周波数確度のピーク値bが0.0ppmになるように周波数特性が調整されている。これに対して、水晶発振器120では、一般的な設定と異なり、図14に例示するように、常温での周波数確度のピーク値が、0.0ppmよりも若干大きな値（+50.0ppm）などに調整される。この調整は、例えば、外付けコンデンサの取り付けなどにより行われる。このように設定することにより、温度が常温付近から多少ずれても、周波数確度は0.0ppmに近い値となり、中心周波数からの周波数偏差を抑制することができる。

[0085] このように、常温付近の周波数確度（誤差）を0.0ppmより大きくなるように設定すると常温付近では、計時した時刻の誤差などが大きくなるという問題が生じる。そこで、リアルタイムクロック110の後段の位相同期回路130において、通倍比は、搬送波周波数やベースバンド信号の周波数を水晶発振器120の公称周波数により割った値よりも高い値に設定される。例えば、搬送波周波数を13.56メガヘルツ（MHz）、公称周波数を32.768キロヘルツ（kHz）とすると、（搬送波周波数）／（公称周波数）の値は、約413.81836である。この場合に、水晶発振器120には、その413.81836より若干大きな通倍比、例えば、413.83491が設定される。この設定により、位相同期回路130からのクロック信号CLK_{PLL}の周波数確度を40ppm程度、上にシフトすることができる。温度変動を考慮した場合の周波数偏差を抑制することができる。

[0086] [通信装置の動作例]

図17は、第1の実施の形態における通信装置100の動作の一例を示すフローチャートである。この通信装置100の動作は、例えば、通信装置100に電源が投入された場合や、通信処理を行うアプリケーションが実行さ

れたときに開始される。

- [0087] 通信装置100は、リアルタイムクロック110においてクロック信号 CLK_{RTC} の生成を開始する（ステップS901）。また、通信装置100は、クロック信号 CLK_{RTC} の逡倍によりクロック信号 CLK_{PLL} の生成を開始する（ステップS902）。そして、通信装置100は、クロック信号 CLK_{RTC} に同期して現在時刻を計時し（ステップS903）、クロック信号 CLK_{PLL} に同期して通信処理を行う（ステップS904）。
- [0088] 通信装置100内のホストユニット150は、スリープモードに移行するか否かを判断する（ステップS905）。スリープモードに移行する場合には（ステップS905：Yes）、ホストユニット150からの電源遮断の要求に応じてPMIC（Power management IC）などがホストユニット150への電源供給を遮断して停止させる（ステップS906）。そして、通信装置100は、通信処理以外の処理を終了する。スリープモードに移行しない場合（ステップS905：No）通信装置100は、ステップS903以降を繰り返し実行する。
- [0089] なお、スリープモードから通常モードに復帰する際に通信ユニット101は、割込み信号をホストユニット150を供給する。図15において復帰の際の動作は省略されている。
- [0090] 上述したように、スリープモードにおいても、ホストユニット150以外の非接触通信処理部200などの回路を動作させるため、通信装置100は、スリープモード中も通信処理を行うことができる。このため、例えば、スリープモード中に、通信相手（アクセスポイントや他端末など）から所定の受信信号を受信したことをトリガとして、スリープモードから復帰させる動作を実現することができる。リアルタイムクロック110に加えて、メガヘルツオーダーの水晶発振器を設け、その水晶発振器からのクロック信号によりスリープモード中に通信処理を行うこともできるが、その構成では、水晶発振器の分、消費電力が増大してしまう。
- [0091] また、搬送波周波数やベースバンド信号の周波数と比較して、位相同期回

路 130 の参照クロック (CLK_{RTC}) の周波数が非常に低いため、その参照クロックから生じる高調波が、通信の周波数帯と干渉する懸念がほとんどなくなる。

[0092] なお、通信装置 100 は、スリープモードにおいて計時および通信処理の両方を行う構成としているが、いずれか一方のみを行う構成としてもよい。例えば、スリープモードにおいて計時のみを行う場合には、非接触通信処理部 200 を停止させればよい。これにより、スリープモードにおける消費電力をさらに低減することができる。

[0093] このように、本技術の第 1 の実施の形態によれば、リアルタイムクロック 110 内の水晶発振器からのクロック信号に同期して計時し、そのクロック信号を通倍した信号に同期して通信処理を行うため、水晶発振器 1 つで計時および通信処理を行うことができる。これにより、複数の水晶発振器で計時および通信処理を行う構成と比較して、消費電力を低減することができる。

[0094] < 2. 第 2 の実施の形態 >

上述の第 1 の実施の形態では、通信装置 100 は、非接触通信を行っていたが、ジッタの影響が小さい通信であれば、非接触通信以外の通信を行ってもよい。例えば、誘電体である人体を通信媒体として利用する人体通信は、搬送波周波数が比較的低いためにジッタの影響が小さい。この第 2 の実施の形態の通信装置 100 は、非接触通信の代わりに人体通信を行う点において第 1 の実施の形態と異なる。

[0095] 図 18 は、第 2 の実施の形態における通信ユニット 101 の一構成例を示すブロック図である。この第 2 の実施の形態の通信ユニット 101 は、非接触通信処理部 200 の代わりに、人体通信処理部 201 を備える点において第 1 の実施の形態と異なる。また、通信装置 100 には、アンテナ 105 の代わりに電極 106 および 107 が取り付けられる。

[0096] 電極 106 および 107 は、人体を介して差動信号を送受信するものである。人体通信処理部 201 は、電極 106 および 107 からの差動信号を復調し、また、それらの電極に変調した差動信号を供給するものである。

[0097] 〔人体通信部の構成例〕

図 19 は、第 2 の実施の形態における人体通信処理部 201 の一構成例を示すブロック図である。この人体通信処理部 201 は、分周器 210 および 211 と、受信アンプ 231 と、バンドパスフィルタ 232 と、自動利得制御部 233 と、バッファ 234 と、AD 変換器 235 と、変復調部 236 と、送信アンプ 237 とを備える。

[0098] 受信アンプ 231 は、電極 106 および 107 から差動信号を受信信号として受信し、増幅してバンドパスフィルタ 232 に供給するものである。バンドパスフィルタ 232 は、受信アンプ 231 からの受信信号において、一定範囲の通過帯域の成分を通過させるものである。自動利得制御部 233、バッファ 234、AD 変換器 235 および変復調部 236 の構成は、差動信号を処理する点以外は、自動利得制御部 216、バッファ 217、AD 変換器 218 および変復調部 222 と同様である。送信アンプ 237 は、変復調部 236 からの送信信号を増幅して電極 106 および 107 に供給するものである。

[0099] 図 20 は、第 2 の実施の形態におけるベースバンド信号とスプリアスとの干渉について説明するための図である。同図における縦軸は、信号レベルを示し、横軸は、周波数をログスケールで示す。また、実線の曲線は、FDC を 4 に設定した場合のベースバンド信号の周波数特性を示す。同図に例示するように、ベースバンド信号のレベルは、40メガヘルツ (MHz) 付近で最も大きくなる。

[0100] また、実線の矢印は、リアルタイムクロック 110 から発生する発振器の基本波と高調波の信号レベルを示す。この高調波は、目的外の信号であるため、スプリアスとして扱われる。このスプリアスは、32キロヘルツ (KHz) 付近の非常に低い周波数帯域で発生し、40メガヘルツ (MHz) 付近のベースバンド信号とはほとんど干渉しない。また、40メガヘルツ (MHz) 付近を含み、32キロヘルツ (kHz) 付近を含まない通過帯域をバンドパスフィルタ 232 に設定することにより、スプリアスを容易に除去する

ことができる。

[0101] なお、一点鎖線の矢印は、19.2MHzで発振する水晶発振器をさらに設けた場合に、その発振器から発生するスプリアスを示す。仮に、このような水晶発振器を設けると、スプリアスは、ベースバンド信号の信号レベルが比較的高い帯域で発生するため、ベースバンド信号と干渉してしまうおそれがある。

[0102] このように、本技術の第2の実施の形態によれば、水晶発振器120からのクロック信号に同期して計時し、そのクロック信号に通倍した信号に同期して人体通信を行うため、人体通信において消費電力を低減することができる。

[0103] <3. 第3の実施の形態>

上述の第1の実施の形態では、通信装置100は、水晶発振器120からのクロック信号CLK_{RTC}に同期して計時および非接触通信処理の両方を行っていた。この非接触通信の規格では、搬送波周波数が異なる複数のチャネル（0乃至4のFDCなど）を用いることができ、搬送波周波数が比較的低いチャネルでは前述したようにジッタの影響は小さい。しかし、搬送波周波数が比較的高いチャネルでは、ジッタの影響は大きくなり、S/N比の低下などの問題が生じるおそれがある。この第3の実施の形態の通信装置100は、搬送波周波数が高い場合においてもS/N比の低下を抑制する点において第1の実施の形態と異なる。

[0104] 図21は、第3の実施の形態における通信ユニット101の一構成例を示すブロック図である。この第3の実施の形態の通信ユニット101は、水晶発振器160およびスイッチ170をさらに備える点において第1の実施の形態と異なる。

[0105] 水晶発振器160は、リアルタイムクロック110からのクロック信号CLK_{RTC}よりも高い周波数のクロック信号CLK_{OSC}を生成するものである。このクロック信号CLK_{OSC}の周波数は、例えば、メガヘルツ（MHz）単位に設定される。具体的には、クロック信号CLK_{OSC}の周波数として、19.

2メガヘルツ（MHz）などが設定される。また、水晶発振器160には、発振させるか否かを示すイネーブル信号 EN_{OSC} が入力される。このイネーブル信号 EN_{OSC} は、例えば、発振させる場合にハイレベルが設定され、停止させる場合にローレベルが設定される。水晶発振器160は、イネーブル信号 EN_{OSC} がハイレベルの場合にクロック信号 CLK_{OSC} を生成し、スイッチ170に供給する。なお、水晶発振器160は、特許請求の範囲に記載の高周波数信号生成部の一例である。

[0106] また、第2の実施の形態のリアルタイムクロック110は、クロック信号 CLK_{RTC} を位相同期回路130ではなく、スイッチ170に供給する。

[0107] スイッチ170は、選択信号SELに従って、クロック信号 CLK_{RTC} と、クロック信号 CLK_{OSC} のいずれかを選択するものである。このスイッチ170は、選択した信号をクロック信号 CLK_{SEL} として位相同期回路130に供給する。なお、スイッチ170は、特許請求の範囲に記載の選択部の一例である。

[0108] 第3の実施の形態の制御部140は、0乃至4のFDCのいずれかを用いるかを非接触通信処理部200に設定し、そのFDCの搬送波周波数に応じて選択信号SELを制御する。例えば、設定したチャネルの搬送波周波数が所定周波数（例えば、13.56MHz）より高い場合には、クロック信号 CLK_{OSC} をスイッチ170に選択させ、そうでない場合にはクロック信号 CLK_{RTC} を選択させる。なお、制御部140は、特許請求の範囲に記載の設定部の一例である。

[0109] また、制御部140は、クロック信号 CLK_{OSC} を選択させる場合にイネーブル信号 EN_{OSC} をハイにして水晶発振器160を動作させ、クロック信号 CLK_{RTC} を選択させる場合にイネーブル信号 EN_{OSC} をローにして水晶発振器160を停止させる。

[0110] また、制御部140は、クロック信号 CLK_{OSC} を選択させる場合に、位相同期回路130の分周比DIVを f_c / f_{osc} より若干高い値 DIV_{OSC} に制御する。ここで、 f_c は、搬送波周波数であり、 f_{osc} はクロック信号CLK

f_{OSC} の周波数である。一方、クロック信号 CLK_{RTC} を選択させる場合に制御部140は、分周比 DIV を f_c / f_{RTC} より若干高い値 DIV_{RTC} に制御する。ここで、 f_{RTC} はクロック信号 CLK_{RTC} の周波数である。

[0111] また、通信装置100は、内部の水晶発振器160で生成したクロック信号 CLK_{OSC} を参照クロックとして用いているが、通信装置100の外部の装置（ホストコンピュータなど）から入力されるクロック信号を参照クロックとして用いてもよい。この場合には、ホストユニット150は、水晶発振器160を停止させる。

[0112] 図22は、第3の実施の形態における水晶発振器160の一構成例を示す回路図である。この水晶発振器120は、抵抗161および162と、インバータ163と、水晶振動子164と、コンデンサ165および166とを備える。これらの構成は、インバータ163がイネーブル端子付のインバータである点以外は、水晶発振器120と同様である。このイネーブル端子に、ホストユニット150からのイネーブル信号 EN が入力される。

[0113] インバータ163は、イネーブル信号 EN がハイレベルである場合に、入力信号を反転して出力し、そうでない場合に出力をハイインピーダンスにするものである。これにより、イネーブル信号 EN がハイレベルの場合に水晶発振器160は発振してクロック信号 CLK_{OSC} を生成し、そうでない場合に停止する。

[0114] 図23は、第3の実施の形態における周波数分割チャネルごとの選択信号、イネーブル信号および分周比の設定例を示す図である。 FDC が0乃至3の場合には、搬送波周波数が FDC が4の場合より低い。この場合には、選択信号 SEL により CLK_{RTC} が選択され、イネーブル信号 EN にローレベルが設定され、分周比 DIV に DIV_{RTC} が設定される。

[0115] ここで、ISO/IEC 17982に従って、搬送波周波数の4倍の周波数のサンプリングクロック信号 CLK_{SMP} でサンプリングを行う場合を考える。32.768キロヘルツ(kHz)から、サンプリングクロック信号 CLK_{SMP} を生成すると、その信号 CLK_{SMP} に生じるジッタの時間変動は、数ナ

ノ秒 (ns) 程度と予想される。一方、19.2MHz (MHz) からサンプリングクロック信号 CLK_{SMP} を生成した場合は、ジッタの時間変動は1ナノ秒 (ns) より短くなる。このジッタにより、PER (Packet Error Rate) に対する S/N 比が劣化する。通信パフォーマンスの低下を避けるため、例えば、PER 0.001 以下の所要 S/N 比劣化の許容値を1デシベル以下とする。FDCが0乃至3のときは、 CLK_{RTC} を選択しても S/N 比の劣化は、0.1デシベル (dB) と許容値以下になる。

[0116] また、FDCが0乃至3の場合には、イネーブル信号ENにより水晶発振器160を停止させるため、その分、消費電力を低減することができる。

[0117] 一方、FDCが4の場合には、搬送波周波数が最も高くなる。この場合に、仮にクロック信号 CLK_{RTC} を選択すると、ジッタの影響により、 S/N 比が、例えば3デシベル (dB) より大きく劣化し、許容値を超えてしまう。そこで、この場合には、選択信号SELにより CLK_{OSC} が選択され、イネーブル信号ENにハイレベルが設定され、分周比DIVに DIV_{OSC} が設定される。これにより、周波数の高いクロック信号 CLK_{OSC} が位相同期回路130に入力されるため、位相同期回路130で生じるジッタが低減し、 S/N 比の劣化を抑制することができる。

[0118] なお、搬送波に重畳した信号の変復調でなく、ベースバンド通信を通信装置100が行う際には、搬送波周波数の代わりに、ベースバンド通信の周波数が所定周波数より高い場合にクロック信号 CLK_{OSC} が選択される。

[0119] 図24は、第3の実施の形態における非接触通信処理部200の一構成例を示すブロック図である。この非接触通信処理部200は、バンドパスフィルタ241をさらに備える点において第1の実施の形態と異なる。バンドパスフィルタ241は、アンテナ105と低雑音アンプ212および219との間に配置される。

[0120] このように、本技術の第3の実施の形態によれば、通信装置100は、搬送波周波数やベースバンド信号の周波数が所定周波数より高い場合にクロック信号 CLK_{OSC} を選択するため、搬送波周波数等が高い場合に S/N 比の低

下を抑制することができる。

[0121] 〔変形例〕

上述の第3の実施の形態では、通信装置100は、非接触通信を行っていたが、代わりに人体通信を行ってもよい。この第3の実施の形態の変形例の通信装置100は、非接触通信の代わりに人体通信を行う点において第3の実施の形態と異なる。

[0122] 図25は、第3の実施の形態の変形例における通信ユニット101の一構成例を示すブロック図である。この変形例の通信ユニット101は、非接触通信処理部200の代わりに、人体通信処理部201を備える点において第3の実施の形態と異なる。また、通信装置100には、アンテナ105の代わりに電極106および107が取り付けられる。これらの人体通信処理部201、電極106および107の構成は、第2の実施の形態と同様である。

[0123] このように、本技術の第3の実施の形態の変形例によれば、搬送波周波数やベースバンド信号の周波数が一定より高い場合にクロック信号を選択して人体通信を行うため、人体通信において搬送波周波数等が高い場合にS/N比の低下を抑制することができる。

[0124] ＜4. 第4の実施の形態＞

上述の第1の実施の形態では、ホストユニット150の外部にリアルタイムクロック110を配置していた。しかし、ホストユニット150の内部にリアルタイムクロックが搭載されている場合には、そのリアルタイムクロックを非接触通信処理部200で共用すればよい。そのため、さらにリアルタイムクロック110を設ける必要はなくなる。この第4の実施の形態の通信装置100は、ホストユニット150の外部にリアルタイムクロックを設けない点において第1の実施の形態と異なる。

[0125] 図26は、第4の実施の形態における通信装置100の一構成例を示すブロック図である。この第4の通信装置100は、バッテリー182をさらに備える。バッテリー182は、充電された電気を蓄え、通信ユニット101およ

びホストユニット150に供給する。また、第4の実施の形態のホストユニット150は、内部のリアルタイムクロックで生成したクロック信号 CLK_{RTC} と、時刻情報 T_{RTC} とを通信ユニット101に供給する点において第1の実施の形態と異なる。

[0126] 図27は、第4の実施の形態における通信ユニット101の一構成例を示すブロック図である。この第4の通信ユニット101は、位相同期回路130、発振回路181、制御部140および非接触通信処理部200が配置される。位相同期回路130、制御部140、非接触通信処理部200の構成は、第1の実施の形態と同様である。

[0127] ホストユニット150は、内部のリアルタイムクロックによりクロック信号 CLK_{RTC} を生成し、発振回路181を介して位相同期回路130および制御部140に供給する。発振回路181は、バッファとして用いられている。バッテリー182は、充電された電気を蓄え、スレーブユニット101およびマスタユニット102に供給する。

[0128] [ホストユニットの構成例]

図28は、第4の実施の形態におけるホストユニット150の一構成例を示すブロック図である。このホストユニット150は、リアルタイムクロック151、水晶発振器152および処理回路153を備える。

[0129] リアルタイムクロック151の構成は、第1の実施の形態のリアルタイムクロック110と同様である。このリアルタイムクロック151は、クロック信号 CLK_{RTC} を発振回路181に供給し、時刻情報 T_{RTC} を処理回路153および通信ユニット101に供給する。

[0130] 水晶発振器152は、クロック信号 CLK_{SYS} を生成して処理回路153に供給するものである。

[0131] 処理回路153は、クロック信号 CLK_{SYS} に同期して各種の処理を行うものである。例えば、受信データの処理や、送信データの生成などが行われる。リアルタイムクロック151を除き、ホストユニット150内の水晶発振器152および処理回路153などの回路は、スリープモードにおいて停止

する。一方、通信ユニット 101 は、スリープモード中においても動作し、通信処理を行うことができる。

[0132] このように、本技術の第 4 の実施の形態によれば、ホストユニット 150 内のリアルタイムクロック 151 がクロック信号 CLK_{RTC} を生成するため、ホストユニット 150 の外部にさらにリアルタイムクロックを設ける必要がなくなる。

[0133] <5. 第 5 の実施の形態>

上述の第 1 の実施の形態では、通信装置 100 は、水晶発振器 120 からクロック信号 CLK_{RTC} に同期して計時および非接触通信処理の両方を行っていた。このクロック信号 CLK_{RTC} の周波数は、図 14 に例示したように、温度が常温付近からずれると低下して誤差が発生する。このため、常温より高い温度域や、常温より低い温度域では、周波数の誤差によりジッタが生じ、S/N 比が低下するおそれがある。この第 3 の実施の形態の通信装置 100 は、常温より高い温度域や、常温より低い温度域においても S/N 比の低下を抑制する点において第 1 の実施の形態と異なる。

[0134] 図 29 は、第 5 の実施の形態における通信ユニット 101 の一構成例を示すブロック図である。この第 5 の実施の形態の通信ユニット 101 は、水晶発振器 160、スイッチ 170 および温度測定部 300 をさらに備える点において第 1 の実施の形態と異なる。水晶発振器 160 およびスイッチ 170 の構成は、第 3 の実施の形態と同様である。

[0135] 温度測定部 300 は、通信装置 100 内の温度を測定するものである。この温度測定部 300 は、測定した温度を複数のビットで表す温度情報 T_m を生成し、制御部 140 に供給する。

[0136] 第 5 の実施の形態の制御部 140 は、温度情報 T_m に基づいて通信装置 100 の電源投入直後に測定された初期温度 T_{ini} が、常温を含む一定の温度範囲内であるか否かを判断する。その温度範囲内の温度である場合に制御部 140 は、選択信号 SEL よりクロック信号 CLK_{RTC} をスイッチ 170 に選択させ、そうでない場合にはクロック信号 CLK_{OSC} を選択させる。

- [0137] 初期温度 T_{ini} に基づいて選択信号 SEL を制御した後に制御部 140 は、測定された温度を定期的に監視する。そして、初期温度 T_{ini} からの温度の変化量が閾値を超えた場合に制御部 140 は、送受信を行わない空きのタイムスロットにおいて、その変化後の温度に基づいて選択信号 SEL を制御する。
- [0138] また、制御部 140 は、クロック信号 CLK_{OSC} を選択させる場合にイネーブル信号 EN をハイにして水晶発振器 160 を動作させ、クロック信号 CLK_{RTC} を選択させる場合にイネーブル信号 EN をローにして水晶発振器 160 を停止させる。また、制御部 140 は、クロック信号 CLK_{OSC} を選択させる場合に、位相同期回路 130 の分周比 DIV を DIV_{OSC} に制御し、そうでない場合に分周比 DIV を DIV_{RTC} に制御する。
- [0139] ここで、常温より高い温度域や常温より低い温度域では、水晶発振器 120 および水晶発振器 160 の両方で周波数に誤差が生じうる。しかし、上述したように、それらの温度域で周波数の高い方のクロック信号 CLK_{OSC} を選択すれば、ジッタが低減するため、誤差の影響を抑制することができる。
- [0140] なお、制御部 140 が、イネーブル信号 EN 、選択信号 SEL および分周比 DIV を制御しているが、ホストユニット 150 が、これらの信号を制御する構成としてもよい。
- [0141] 図 30 は、第 5 の実施の形態における温度範囲ごとの選択信号、イネーブル信号および分周比の設定例を示す図である。測定された温度が上限値（例えば、 50°C ）から下限値（例えば、 0°C ）までの温度範囲内にある場合には、水晶発振器 120 からのクロック信号 CLK_{RTC} の周波数の誤差は比較的小さくなる。この場合には、選択信号 SEL により CLK_{RTC} が選択され、イネーブル信号 EN にローレベルが設定され、分周比 DIV に DIV_{RTC} が設定される。
- [0142] 一方、測定された温度が上限値より高い場合、または、下限値より低い場合にクロック信号 CLK_{RTC} の周波数の誤差が比較的大きくなる。このため、選択信号 SEL により CLK_{OSC} が選択され、イネーブル信号 EN にハイレベ

ルが設定され、分周比 $D \mid V$ に $D \mid V_{osc}$ が設定される。このように周波数の高い方のクロック信号 CLK_{osc} を選択することによりジッタが低減するため、周波数に誤差が生じて、 S/N 比の劣化を抑制することができる。

[0143] [温度測定部の構成例]

図 31 は、第 5 の実施の形態における温度測定部 300 の一構成例を示すブロック図である。この温度測定部 300 は、サーミスタ回路 310 および AD 変換器 320 を備える。サーミスタ回路 310 は、抵抗 311 およびサーミスタ 312 を備える。抵抗 311 およびサーミスタ 312 は、電源端子と接地端子との間に直列に接続される。また、抵抗 311 およびサーミスタ 312 の接続点は、AD 変換器 320 に接続される。

[0144] サーミスタ 312 は、温度の変化に応じて抵抗が変化する素子である。温度が変化すると、その変化に応じてサーミスタ 312 の抵抗が変化し、抵抗 311 およびサーミスタ 312 の接続点の電圧 V_{in} が変化する。この電圧 V_{in} は、例えば、温度が高いほど低い値となる。

[0145] AD 変換器 320 は、アナログの電圧 V_{in} を AD 変換して複数ビットの温度情報 T_m を生成するものである。この AD 変換器 320 の AD 変換方式として、逐次比較型や積算型などが用いられる。AD 変換器 320 は、生成した温度情報 T_m を制御部 140 に供給する。このように、温度に応じた電圧を AD 変換することにより、温度が測定される。なお、AD 変換器 320 は、特許請求の範囲に記載の測定部の一例である。

[0146] このように、本技術の第 5 の実施の形態によれば、通信装置 100 は、誤差の生じる範囲内の温度が測定された場合に周波数の高い方のクロック信号を選択するため、誤差が生じる温度範囲においても S/N 比の低下を抑制することができる。

[0147] [第 1 の変形例]

上述の第 5 の実施の形態では、水晶発振器 160 を追加し、常温より高い温度域や常温より低い温度域において、水晶発振器 160 からのクロック信号 CLK_{osc} を選択して S/N 比の低下を抑制していた。しかし、水晶発振器

160を追加した分、追加前よりも消費電力が大きくなってしまう。この第5の実施の形態の第1の変形例の通信装置100は、常温より高い温度域や常温より低い温度域でS/N比の低下を抑制しつつ、消費電力を低減する点において第5の実施の形態と異なる。

[0148] 図32は、第5の実施の形態の第1の変形例における通信ユニット101の一構成例を示すブロック図である。この第1の変形例の通信ユニット101は、水晶発振器160を備えない点において第5の実施の形態と異なる。

[0149] 第1の変形例の制御部140は、常温を含む温度範囲内の温度が測定された場合に分周比D/Vを初期値に制御する。ここで、分周比D/Vの初期値は、例えば、 f_c / f_{RTC} よりも若干大きな値に設定される。また、常温を含む温度範囲外の温度が測定された場合に制御部140は、分周比D/Vを初期値より高い値に制御する。

[0150] 前述したように常温から外れた温度では、クロック信号CLK_{RTC}の周波数が低下して誤差が生じるが、その分、分周比を高くすることにより、誤差によるS/N比の低下を抑制することができる。また、水晶発振器160を備えないため、その分、消費電力を低減することができる。

[0151] なお、制御部140は、常温を含む温度範囲内であるか否かにより、2つの分周比（逡倍比）のいずれかに制御しているが、温度域をより細かく分割して、3つ以上の逡倍比のいずれかに制御してもよい。例えば、制御部140は、温度域を5つに分割し、常温を含む中心の温度範囲において逡倍比を初期値にする。そして温度が中心の温度範囲に隣接する範囲内である場合には、逡倍比を初期値より高い値にし、中心の範囲でも、隣接する範囲でもない場合には分周比をさらに高い値にする。このように、常温から遠ざかるほど、高い逡倍比に制御される。

[0152] このように、本技術の第5の実施の形態の第1の変形例によれば、通信装置100は、温度に応じて分周比を制御するため、誤差が生じる温度範囲においてもS/N比の低下を抑制することができる。また、水晶発振器160が不要であるため、消費電力の増大を抑制することができる。

[0153] [第2の変形例]

上述の第5の実施の形態では、通信装置100は、サーミスタ回路310により温度を測定していたが、サーミスタ回路310以外の回路や素子により、温度を測定することもできる。例えば、絶対温度比例電圧（P T A T : P roportional To Absolute Temperature）回路により温度を測定してもよい。この第5の実施の形態の第2の変形例の通信装置100は、絶対温度比例電圧回路により温度を測定する点において第5の実施の形態と異なる。

[0154] 図33は、第5の実施の形態の第2の変形例における温度測定部300の一構成例を示すブロック図である。この第2の変形例の温度測定部300は、サーミスタ回路310の代わりに絶対温度比例電圧回路330を備える点において第5の実施の形態と異なる。絶対温度比例電圧回路330は、電流源331と、トランジスタ332および333とを備える。トランジスタ332および333として、例えば、N型のMOSトランジスタが用いられる。

[0155] トランジスタ332および333は、電流源331と接地端子との間において直列に接続され、これらの接続点はA/D変換器320に接続される。この接続点の電圧は、絶対温度に比例した値となる。また、トランジスタ332および333のゲートは、電流源331に共通に接続される。また、トランジスタ332および333のバックゲートは、接地端子に接続される。

[0156] 上述の絶対温度比例電圧回路330の測定範囲は、サーミスタ回路310と比較して広く、温度特性のばらつきも小さいため、広い温度範囲で正確に温度を測定することができる。また、絶対温度比例電圧回路は、フィルタなどのアナログ回路の温度特性の補償のためによく用いられる。このため、その絶対温度比例電圧回路をフィルタおよびA/D変換器320で共用してもよい。

[0157] このように、本技術の第5の実施の形態の第2の変形例によれば、通信装置100は、絶対温度比例電圧回路330により温度を測定するため、サーミスタ回路よりも広い温度範囲で正確に温度を測定することができる。

[0158] [第3の変形例]

上述の第5の実施の形態では、AD変換器320は、温度を示す複数ビットの温度情報を生成していたが、常温を含む温度範囲内の温度であるか否かを示す1ビットの温度情報を生成してもよい。この第5の実施の形態の変形例におけるAD変換器は、1ビットの温度情報を生成する点において第5の実施の形態と異なる。

[0159] 図34は、第5の実施の形態の第3の変形例におけるAD変換器340の一構成例を示すブロック図である。第3の変形例の温度測定部300には、AD変換器320の代わりにAD変換器340が設けられる。AD変換器340は、コンパレータ341および342とAND（論理積）ゲート343とを備える。

[0160] コンパレータ341は、サーミスタ回路310からの入力電圧 V_{in} と、温度が上限値であるときのサーミスタ回路310の電圧である参照電圧 V_{high} とを比較するものである。このコンパレータ341の非反転入力端子（+）に入力電圧 V_{in} が入力され、反転入力端子（-）に参照電圧 V_{high} が入力される。コンパレータ341は、比較結果をANDゲート343に出力する。

[0161] コンパレータ342は、サーミスタ回路310からの入力電圧 V_{in} と、温度が下限値であるときのサーミスタ回路310の電圧である参照電圧 V_{low} とを比較するものである。このコンパレータ342の反転入力端子（-）に入力電圧 V_{in} が入力され、反転入力端子（+）に参照電圧 V_{low} が入力される。コンパレータ342は、比較結果をANDゲート343に出力する。

[0162] ANDゲート343は、コンパレータ341および342のそれぞれの比較結果の論理積を温度情報 T_m として出力するものである。これにより、温度範囲内の温度である場合に、ハイレベルの温度情報 T_m が生成され、そうでない場合にローレベルの温度情報 T_m が生成される。このように、温度情報 T_m を1ビットとする場合は、2つのコンパレータ（341および342

）と１つの論理ゲート（３４３）という、簡易な構成によりＡＤ変換器３４０を実現することができる。

[0163] このように、本技術の第５の実施の形態の第３の変形例によれば、温度情報Ｔ_mを１ビットとするため、簡易な構成によりＡＤ変換器３４０を実現することができる。

[0164] なお、上述の実施の形態は本技術を具現化するための一例を示したものであり、実施の形態における事項と、特許請求の範囲における発明特定事項とはそれぞれ対応関係を有する。同様に、特許請求の範囲における発明特定事項と、これと同一名称を付した本技術の実施の形態における事項とはそれぞれ対応関係を有する。ただし、本技術は実施の形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲において実施の形態に種々の変形を施すことにより具現化することができる。

[0165] また、上述の実施の形態において説明した処理手順は、これら一連の手順を有する方法として捉えてもよく、また、これら一連の手順をコンピュータに実行させるためのプログラム乃至そのプログラムを記憶する記録媒体として捉えてもよい。この記録媒体として、例えば、ＣＤ（Compact Disc）、ＭＤ（MiniDisc）、ＤＶＤ（Digital Versatile Disc）、メモリカード、ブルーレイディスク（Blu-ray（登録商標）Disc）等を用いることができる。

[0166] なお、ここに記載された効果は必ずしも限定されるものではなく、本開示中に記載されたいずれかの効果であってもよい。

[0167] なお、本技術は以下のような構成もとることができる。

（１）所定の周期信号を生成する周期信号生成部と、
前記所定の周期信号に同期して時刻を計時する計時部と、
前記所定の周期信号を逡倍して逡倍信号として供給する逡倍部と、
前記逡倍信号に同期して所定の通信処理を行う通信処理部と
を具備する通信装置。

（２）前記所定の周期信号より周波数の高い高周波数信号を生成する高周波数信号生成部と、

前記高周波数信号と前記所定の周期信号とのいずれかを選択して前記通信部に供給する選択部と

をさらに具備する前記（１）記載の通信装置。

（３）前記所定の通信処理は、搬送波に重畳された信号を送受信する処理を含み、

複数の周波数のいずれかを前記搬送波の周波数として前記通信処理部に設定する設定部をさらに具備し、

前記選択部は、前記搬送波の周波数が所定周波数を超えない場合には前記所定の周期信号を選択し、前記搬送波の周波数が前記所定周波数よりも高い場合には前記高周波数信号を選択する

前記（２）記載の通信装置。

（４）前記所定の通信処理は、ベースバンド信号を送受信する処理を含み、

複数の周波数のいずれかを前記ベースバンド信号の周波数として前記通信処理部に設定する設定部をさらに具備し、

前記選択部は、前記ベースバンド信号の周波数が所定周波数を超えない場合には前記所定の周期信号を選択し、前記ベースバンド信号の周波数が前記所定周波数よりも高い場合には前記高周波数信号を選択する

前記（２）記載の通信装置。

（５）温度を測定する温度測定部をさらに具備し、

前記選択部は、前記測定された温度が所定の範囲内の温度である場合には前記所定の周期信号を選択し、前記測定された温度が前記所定の範囲外の温度である場合には前記高周波数信号を選択する

前記（２）記載の通信装置。

（６）前記温度測定部は、

前記温度の変化に伴って抵抗が変化するサーミスタと、

前記抵抗に応じた電圧に基づいて前記温度を測定する測定部とを備える前記（５）記載の通信装置。

（７）前記温度測定部は、

前記温度に比例する電圧を生成する絶対温度比例電圧回路と、
前記電圧に基づいて前記温度を測定する測定部と
を備える前記（６）記載の通信装置。

（８）前記所定の通信処理は、搬送波に重畳された信号を送受信する処理を含み、

前記搬送波の周波数は、１３．５６メガヘルツを超えない
前記（１）から（７）のいずれかに記載の通信装置。

（９）前記所定の通信処理は、ベースバンド信号を送受信する処理を含み、
前記ベースバンド信号の周波数は、１３．５６メガヘルツを超えない
前記（１）から（７）のいずれかに記載の通信装置。

（１０）前記所定の通信処理は、４．８６７マイクロ秒を超えないパケット
長のパケットを送受信する処理を含む
前記（１）から（９）のいずれかに記載の通信装置。

（１１）前記所定の通信処理は、４２４キロビット毎秒を超えないデータレ
ートでデータを送受信する処理を含む
前記（１）から（１０）のいずれかに記載の通信装置。

（１２）前記所定の通信処理は、２．３６マイクロ秒より短くないシンボル
長のシンボルを変調または復調する処理を含む
前記（１）から（１１）のいずれかに記載の通信装置。

（１３）前記所定の通信処理は、搬送波に重畳された信号を送受信する処理
を含み、

前記逡倍部は、前記搬送波の周波数を前記所定の周期信号の周波数で割っ
た値より高い逡倍比により前記周期信号を逡倍する
前記（１）から（１２）のいずれかに記載の通信装置。

（１４）前記所定の通信処理は、ベースバンド信号を送受信する処理を含み
、

前記逡倍部は、前記ベースバンド信号の周波数を前記所定の周期信号の周
波数で割った値より高い逡倍比により前記周期信号を逡倍する

前記（１）から（１３）のいずれかに記載の通信装置。

（１２）前記通信処理部は、非接触通信における通信規格に従って前記通信処理を行う

前記（１）から（１１）のいずれかに記載の通信装置。

（１３）前記通信処理部は、人体通信における通信規格に従って前記通信処理を行う

前記（１）から（１２）のいずれかに記載の通信装置。

（１４）所定の周期信号を生成する周期信号生成手順と、

前記所定の周期信号に同期して時刻を計時する計時手順と、

前記所定の周期信号を逡倍して逡倍信号として供給する逡倍手順と、

前記逡倍信号に同期して所定の通信処理を行う通信処理手順と

を具備する通信装置の制御方法。

符号の説明

- [0168] １００ 通信装置
 １０１ 通信ユニット
 １０５ アンテナ
 １０６、１０７ 電極
 １１０、１５１、５１０ リアルタイムクロック
 １１１、１８２ バッテリ
 １１２ 電源管理部
 １１３ 計時部
 １２０、１５２、１６０ 水晶発振器
 １２１、１２２、１６１、１６２、３１１ 抵抗
 １２３、１６３ インバータ
 １２４、１６４ 水晶振動子
 １２５、１２６、１６５、１６６ コンデンサ
 １３０ 位相同期回路
 １３１ 位相比較器

- 1 3 2 ローパスフィルタ
- 1 3 3 電圧制御発振器
- 1 3 4 分周器
- 1 4 0 制御部
- 1 5 0、5 2 0 ホストユニット
- 1 5 3 処理回路
- 1 7 0 スイッチ
- 1 8 1 発振回路
- 2 0 0 非接触通信処理部
- 2 0 1 人体通信処理部
- 2 1 0、2 1 1 分周器
- 2 1 2、2 1 9 低雑音アンプ
- 2 1 3、2 2 0 ミキサ
- 2 1 4 ハイパスフィルタ
- 2 1 5、2 2 1 ローパスフィルタ
- 2 1 6、2 3 3 自動利得制御部
- 2 1 7、2 3 4 バッファ
- 2 1 8、2 3 5、3 2 0、3 4 0 A D変換器
- 2 2 2、2 3 6 変復調部
- 2 3 1 受信アンプ
- 2 3 2、2 4 1 バンドパスフィルタ
- 2 3 7 送信アンプ
- 3 0 0 温度測定部
- 3 1 0 サーミスタ回路
- 3 1 2 サーミスタ
- 3 3 0 絶対温度比例電圧回路
- 3 3 1 電流源
- 3 3 2、3 3 3 トランジスタ

3 4 1、3 4 2 コンパレータ

3 4 3 AND（論理積）ゲート

5 0 0 情報処理装置

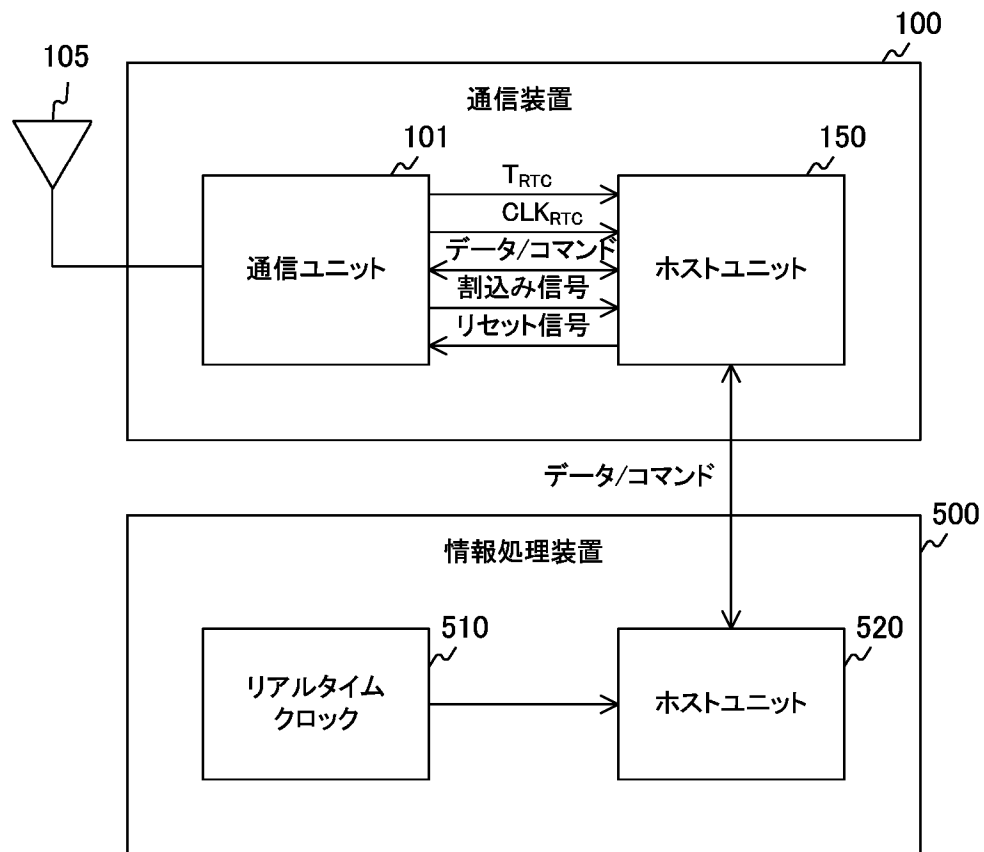
請求の範囲

- [請求項1] 所定の周期信号を生成する周期信号生成部と、
前記所定の周期信号に同期して時刻を計時する計時部と、
前記所定の周期信号を逡倍して逡倍信号として供給する逡倍部と、
前記逡倍信号に同期して所定の通信処理を行う通信処理部と
を具備する通信装置。
- [請求項2] 前記所定の周期信号より周波数の高い高周波数信号を生成する高周波数信号生成部と、
前記高周波数信号と前記所定の周期信号とのいずれかを選択して前記逡倍部に供給する選択部と
をさらに具備する請求項1記載の通信装置。
- [請求項3] 前記所定の通信処理は、搬送波に重畳された信号を送受信する処理を含み、
複数の周波数のいずれかを前記搬送波の周波数として前記通信処理部に設定する設定部をさらに具備し、
前記選択部は、前記搬送波の周波数が所定周波数を超えない場合には前記所定の周期信号を選択し、前記搬送波の周波数が前記所定周波数よりも高い場合には前記高周波数信号を選択する
請求項2記載の通信装置。
- [請求項4] 前記所定の通信処理は、ベースバンド信号を送受信する処理を含み、
、
複数の周波数のいずれかを前記ベースバンド信号の周波数として前記通信処理部に設定する設定部をさらに具備し、
前記選択部は、前記ベースバンド信号の周波数が所定周波数を超えない場合には前記所定の周期信号を選択し、前記ベースバンド信号の周波数が前記所定周波数よりも高い場合には前記高周波数信号を選択する
請求項2記載の通信装置。

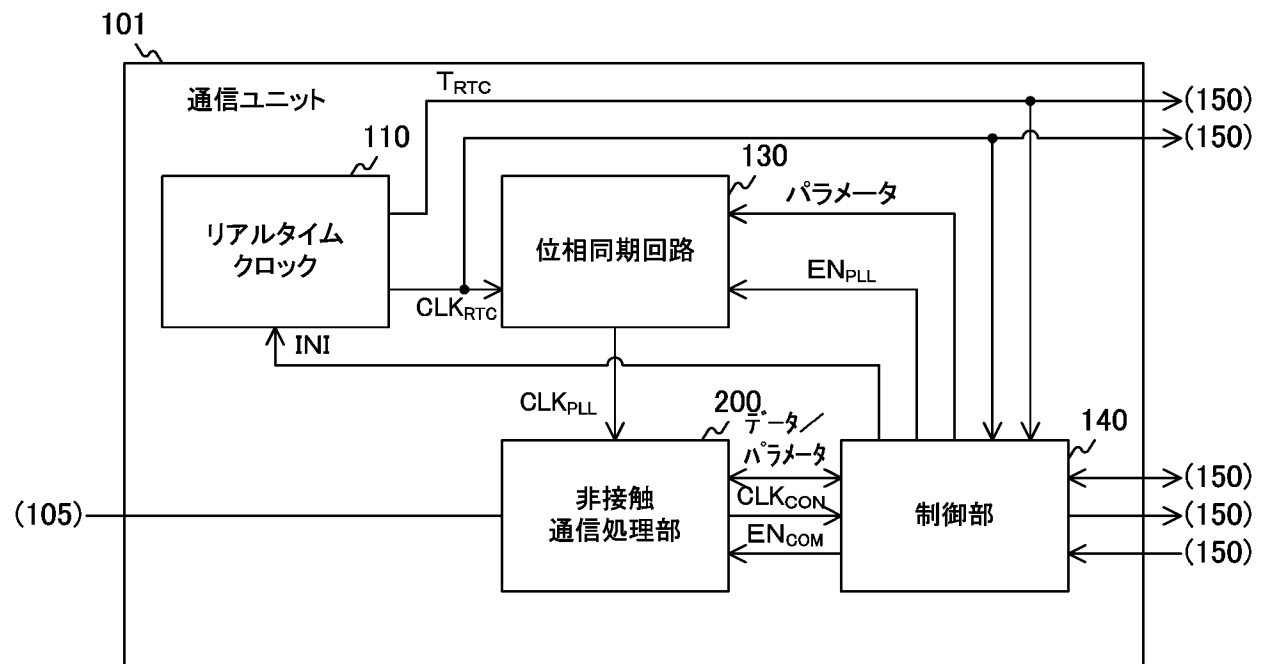
- [請求項5] 温度を測定する温度測定部をさらに具備し、
 前記選択部は、前記測定された温度が所定の範囲内の温度である場合には前記所定の周期信号を選択し、前記測定された温度が前記所定の範囲外の温度である場合には前記高周波数信号を選択する
 請求項 2 記載の通信装置。
- [請求項6] 前記温度測定部は、
 前記温度の変化に伴って抵抗が変化するサーミスタと、
 前記抵抗に応じた電圧に基づいて前記温度を測定する測定部と
 を備える請求項 5 記載の通信装置。
- [請求項7] 前記温度測定部は、
 前記温度に比例する電圧を生成する絶対温度比例電圧回路と、
 前記電圧に基づいて前記温度を測定する測定部と
 を備える請求項 6 記載の通信装置。
- [請求項8] 前記所定の通信処理は、搬送波に重畳された信号を送受信する処理を含み、
 前記搬送波の周波数は、13.56メガヘルツを超えない
 請求項 1 記載の通信装置。
- [請求項9] 前記所定の通信処理は、ベースバンド信号を送受信する処理を含み、
 、
 前記ベースバンド信号の周波数は、13.56メガヘルツを超えない
 請求項 1 記載の通信装置。
- [請求項10] 前記所定の通信処理は、4.867マイクロ秒を超えないパケット長のパケットを送受信する処理を含む
 請求項 1 記載の通信装置。
- [請求項11] 前記所定の通信処理は、424キロビット毎秒を超えないデータレートでデータを送受信する処理を含む
 請求項 1 記載の通信装置。

- [請求項12] 前記所定の通信処理は、2.36マイクロ秒より短くないシンボル長のシンボルを変調または復調する処理を含む
請求項1記載の通信装置。
- [請求項13] 前記所定の通信処理は、搬送波に重畳された信号を送受信する処理を含み、
前記通倍部は、前記搬送波の周波数を前記所定の周期信号の周波数で割った値より高い通倍比により前記周期信号を通倍する
請求項1記載の通信装置。
- [請求項14] 前記所定の通信処理は、ベースバンド信号を送受信する処理を含み、
前記通倍部は、前記ベースバンド信号の周波数を前記所定の周期信号の周波数で割った値より高い通倍比により前記周期信号を通倍する
請求項1記載の通信装置。
- [請求項15] 前記通信処理部は、非接触通信における通信規格に従って前記通信処理を行う
請求項1記載の通信装置。
- [請求項16] 前記通信処理部は、人体通信における通信規格に従って前記通信処理を行う
請求項1記載の通信装置。
- [請求項17] 所定の周期信号を生成する周期信号生成手順と、
前記所定の周期信号に同期して時刻を計時する計時手順と、
前記所定の周期信号を通倍して通倍信号として供給する通倍手順と、
前記通倍信号に同期して所定の通信処理を行う通信処理手順と
を具備する通信装置の制御方法。

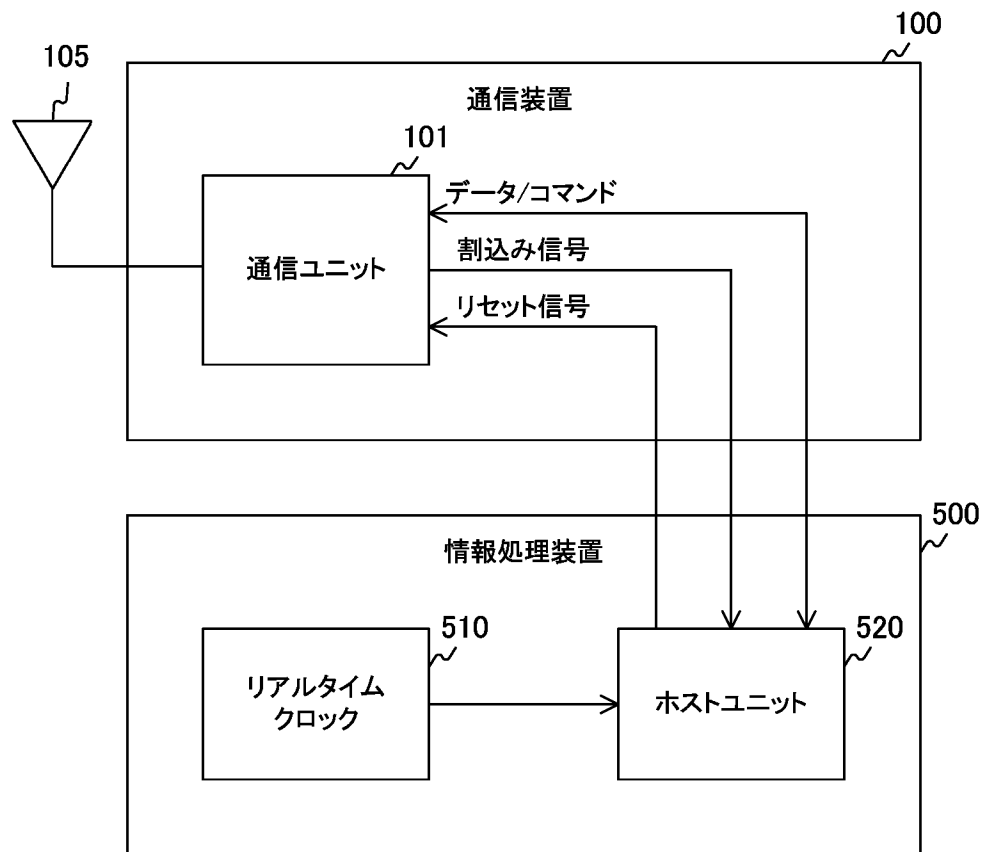
[図1]



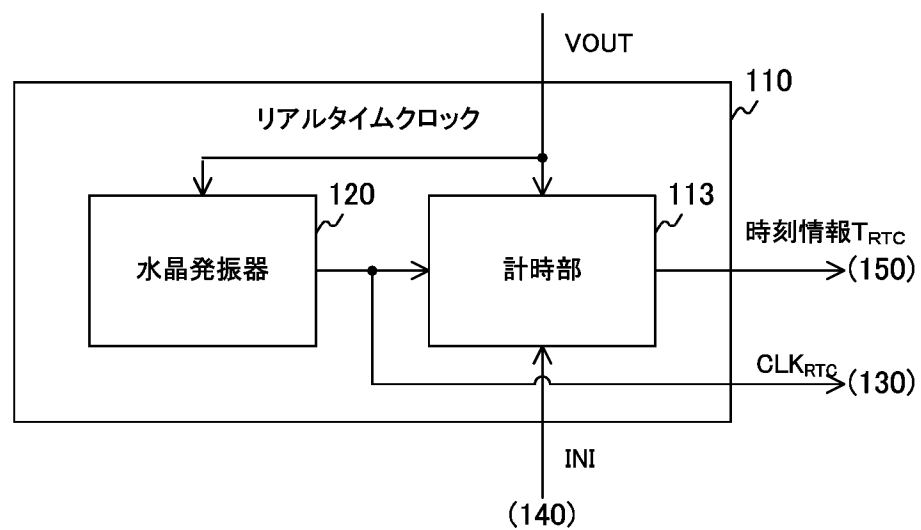
[図2]



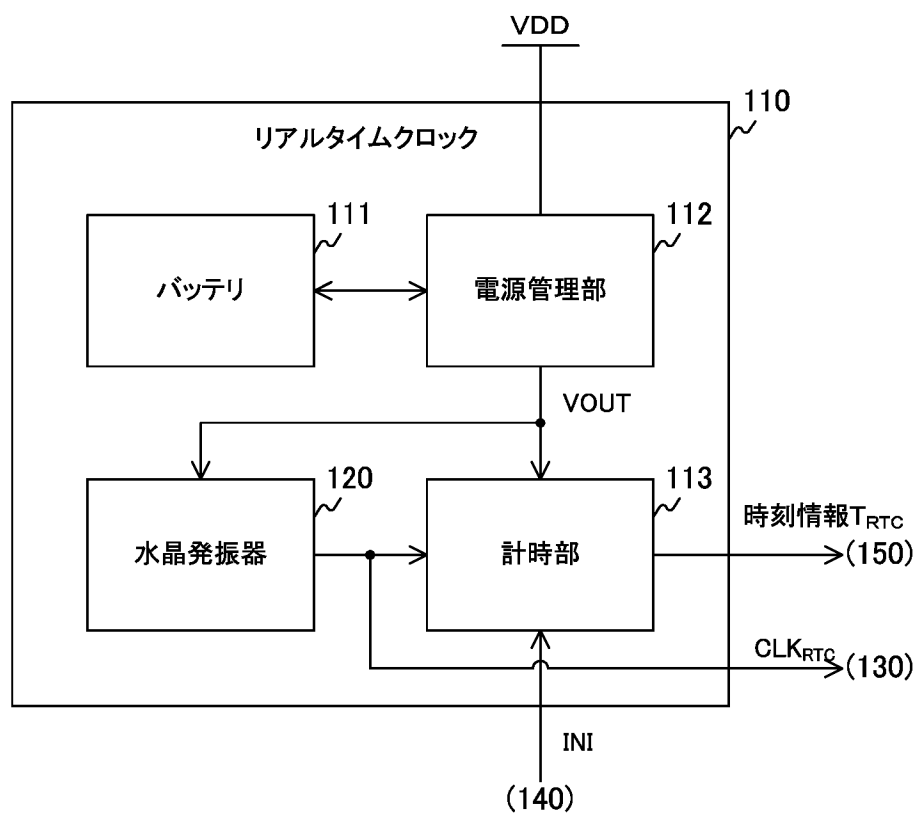
[図3]



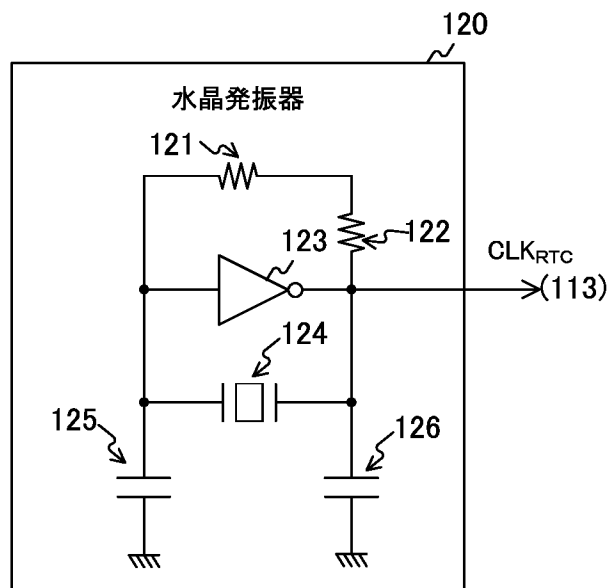
[図4]



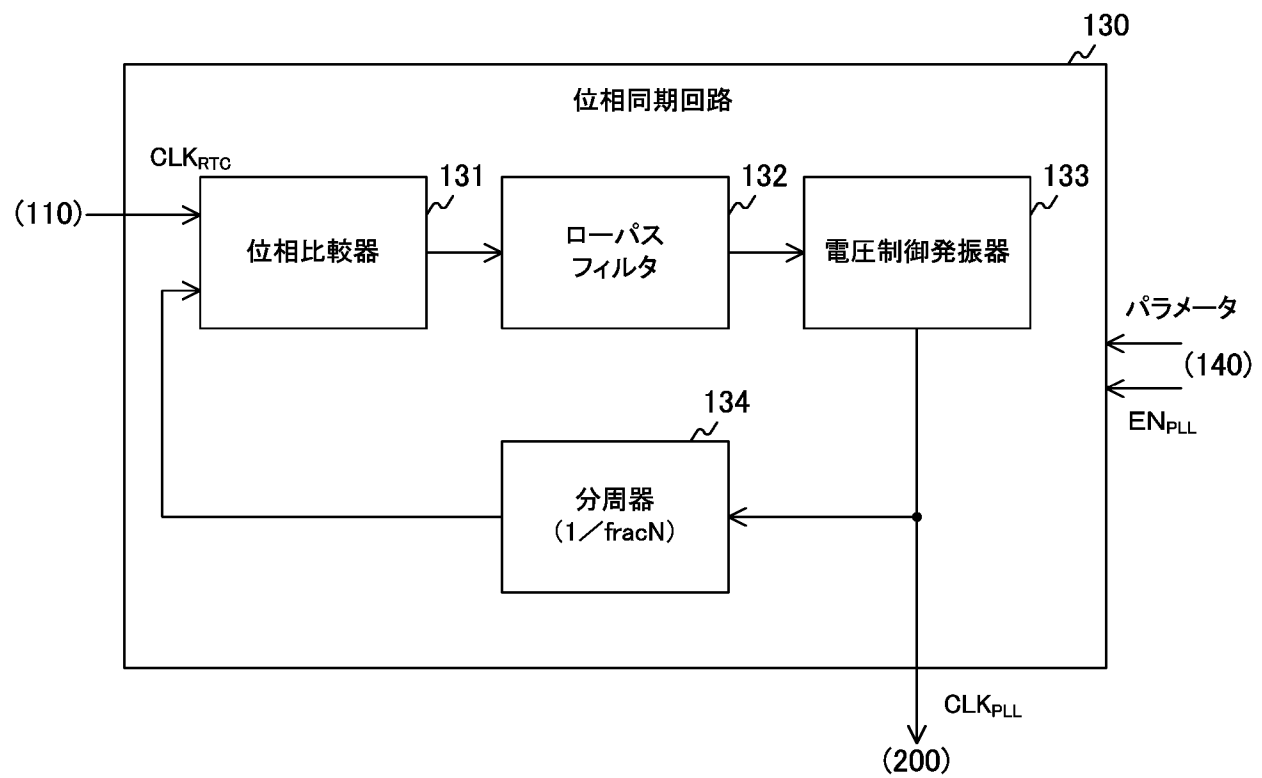
[図5]



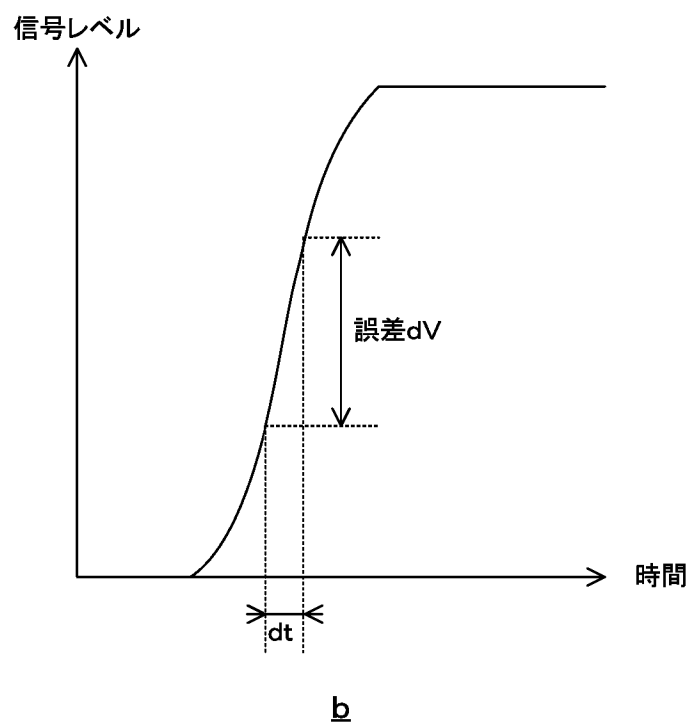
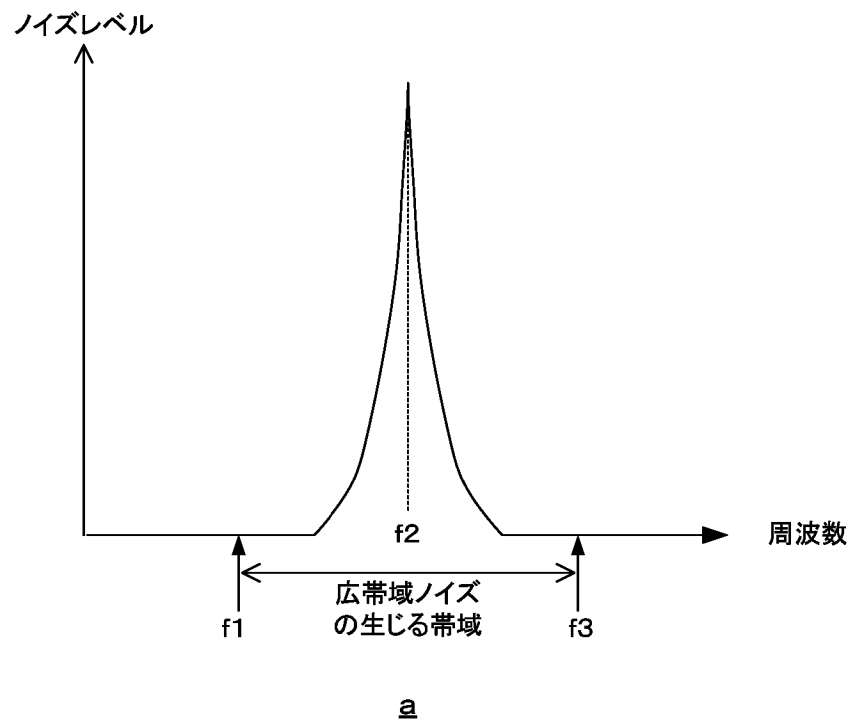
[図6]



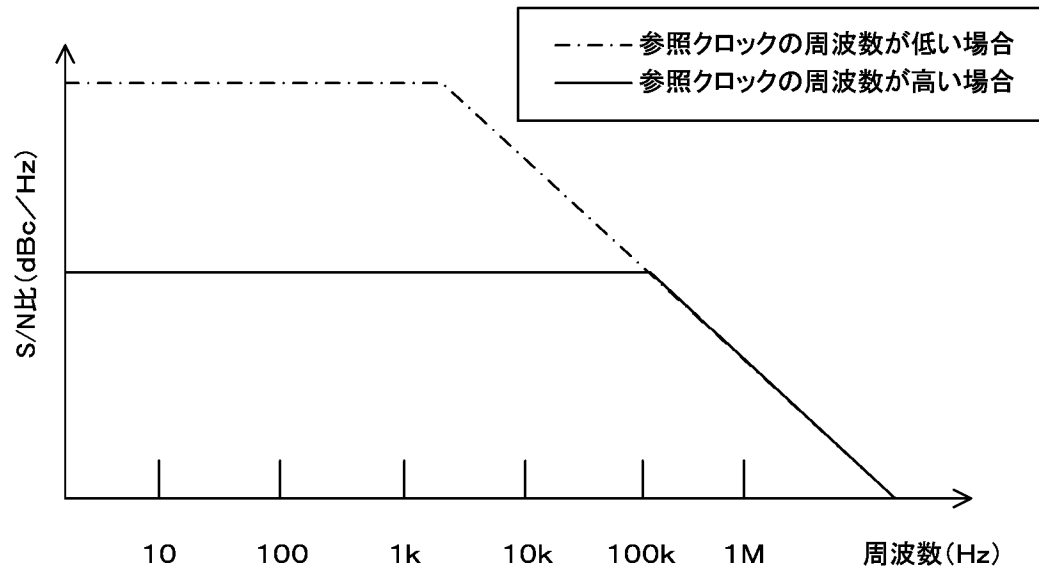
[図7]



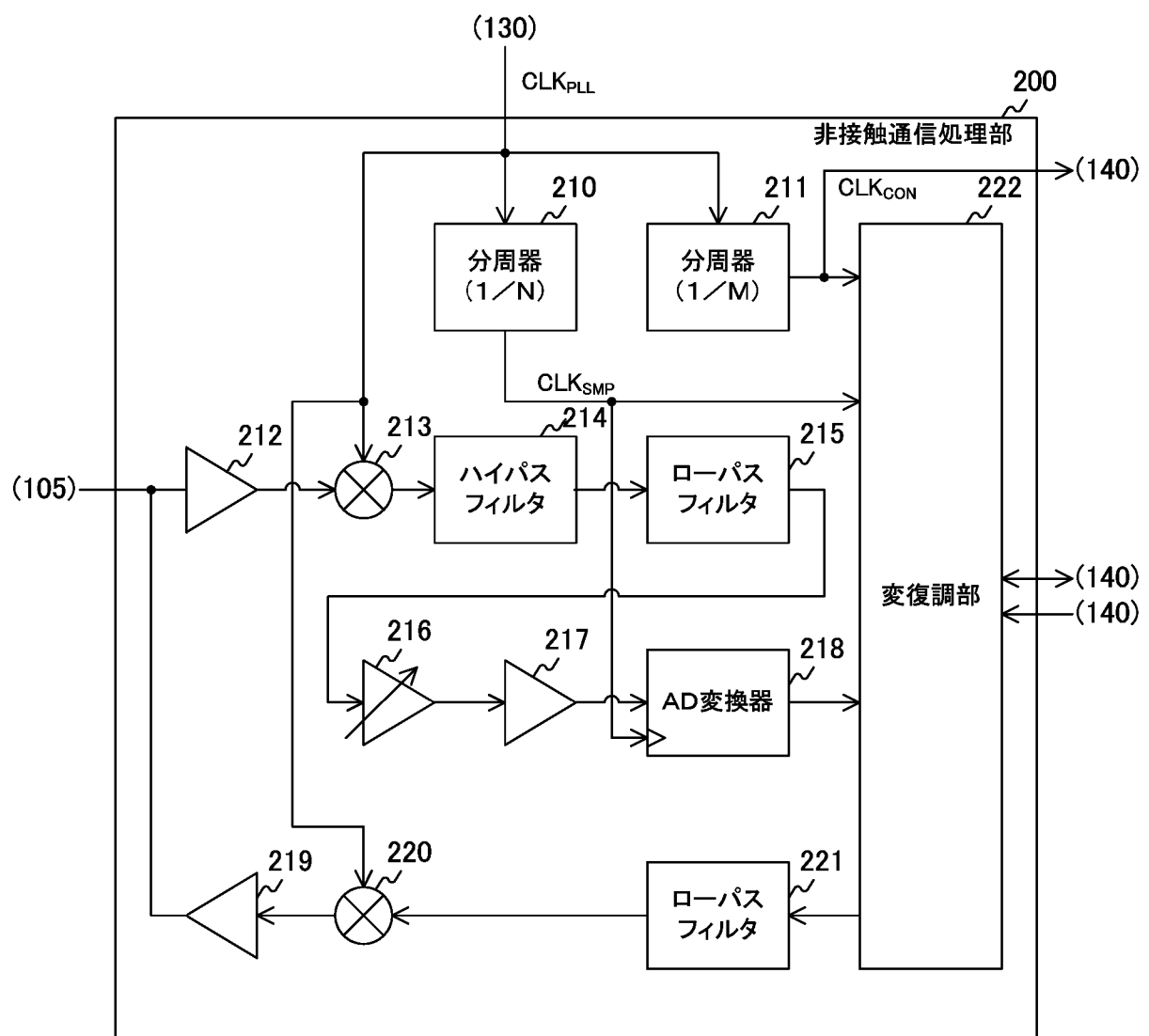
[図8]



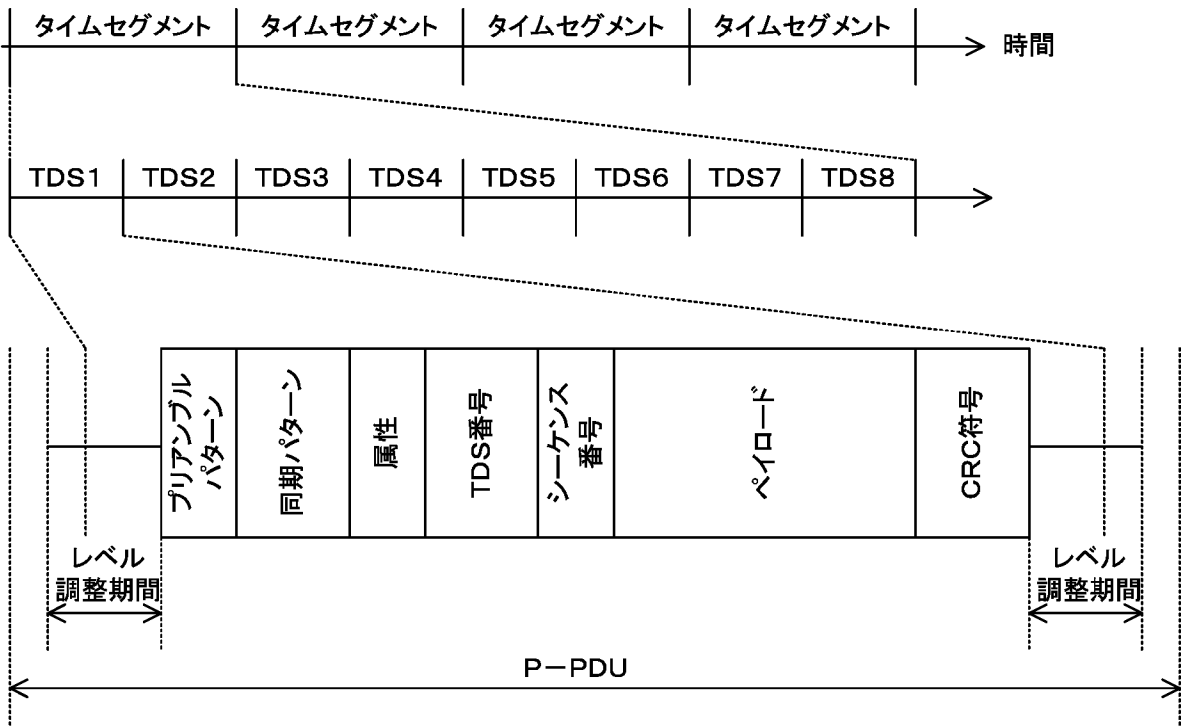
[図9]



[図10]



[図11]



[図12]

周波数分割 チャンネル	周波数 f_c (MHz)	$1T$ ($=1/f_c$)	P-PDU長 ($=66T$)	タイムセグメント長 ($=64T \times 8$)	リスン期間 ($=576T$)
4	40.68	24.58ns	1.622us	12.58us	14.16us
3	13.56	73.75ns	4.867us	37.75us	42.47us
2	8.136	122.9ns	8.112us	62.92us	70.79us
1	5.811	172.1ns	11.36us	88.09us	99.11us
0	3.698	270.4ns	17.85us	138.4us	155.7us

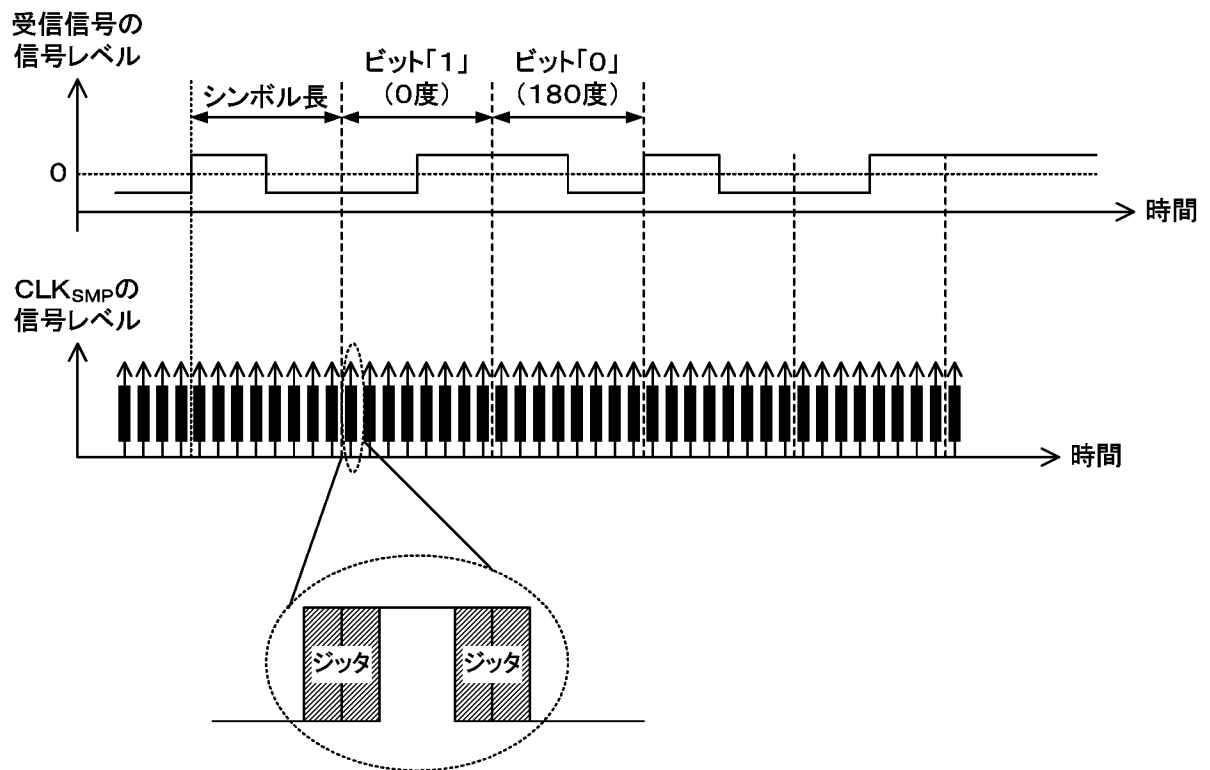
[図13]

			ISO/IEC 14443 Type A	ISO/IEC 14443 Type B	FeliCa (ISO/IEC 18092 受動通信モード)
衝突防止方式	アンチ・コリジョン		ビット・コリジョン、 タイム・スロット	スロット・マーカ	タイム・スロット
通信方式	ビット・ コーディング	(リーダー/ライター)→(カード)	Modified Miller	NRZ	Manchester
		(カード)→(リーダー/ライター)	Manchester	NRZ	Manchester
	変調方式	(リーダー/ライター)→(カード)	ASK 100%	ASK 10%	ASK 10%
		(カード)→(リーダー/ライター)	OOK	BPSK	ASK
	搬送波		$f_c=13.56\text{MHz}$ サブキャリア $f_c/16=847\text{kHz}$		$f_c=13.56\text{MHz}$ サブキャリア なし
	通信速度		106kbps($f_c/128$)～		212kbps($f_c/64$) ～
	通信形		非対象形 (カード)→(リーダー/ライター)にサブキャリア利用		対象形
	代表的な応用例			taspo	住民基本台帳カード 自動車運転免許証

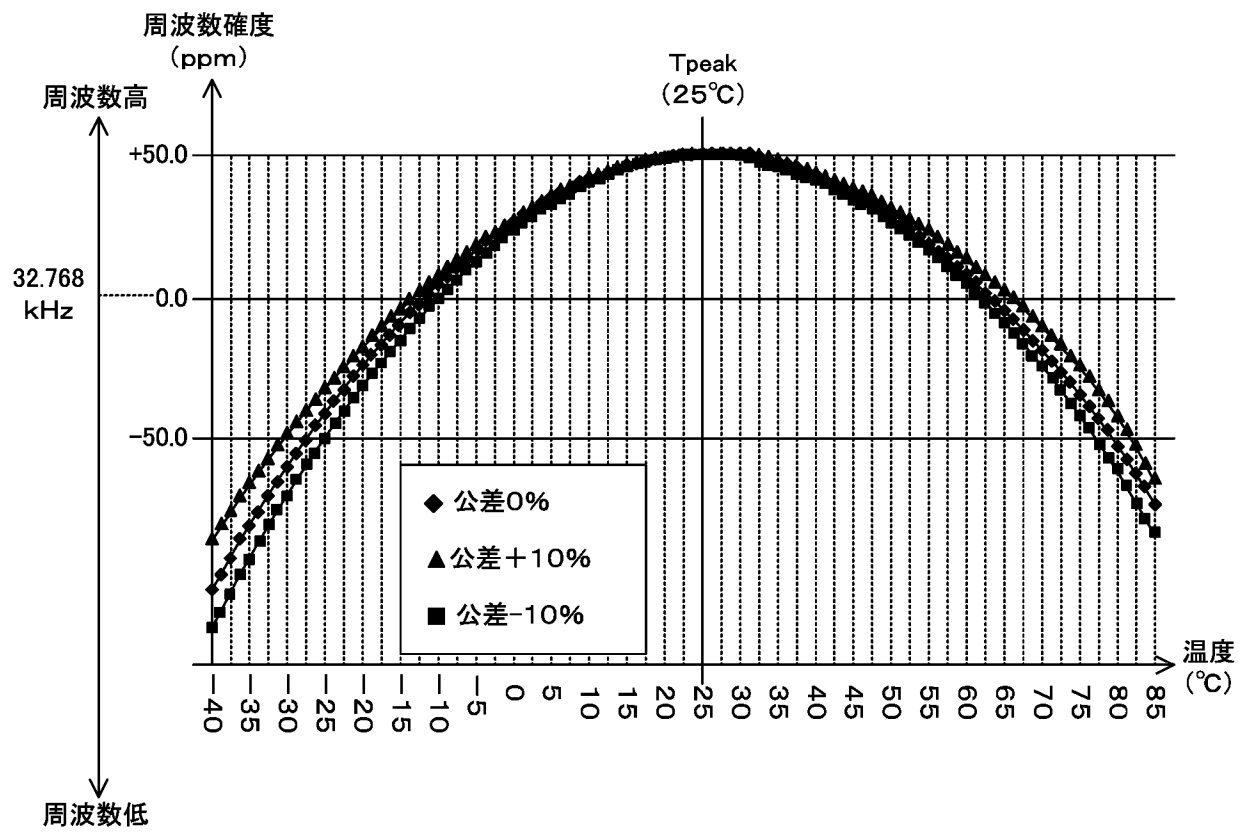
[図14]

NFC フォーラム 規格	ポーリング/ リスニング	コーディング	変調方式	データレート	搬送波周波数
NFC-A	ポーリング	変形ミラー	ASK 100%	106kb/s	13. 56MHz
	リスニング	マンチェスター	負荷変調(ASK)	106kb/s	13. 56MHz±848kHz 副搬送波
NFC-B	ポーリング	NRZ-L	ASK 10%	106kb/s	13. 56MHz
	リスニング	NRZ-L	負荷変調(BPSK)	106kb/s	13. 56MHz±848kHz 副搬送波
NFC-F	ポーリング	マンチェスター	ASK 10%	212/ 424kb/s	13. 56MHz
	リスニング	マンチェスター	負荷変調(ASK)	212/ 424kb/s	13. 56MHz(副搬送波なし)

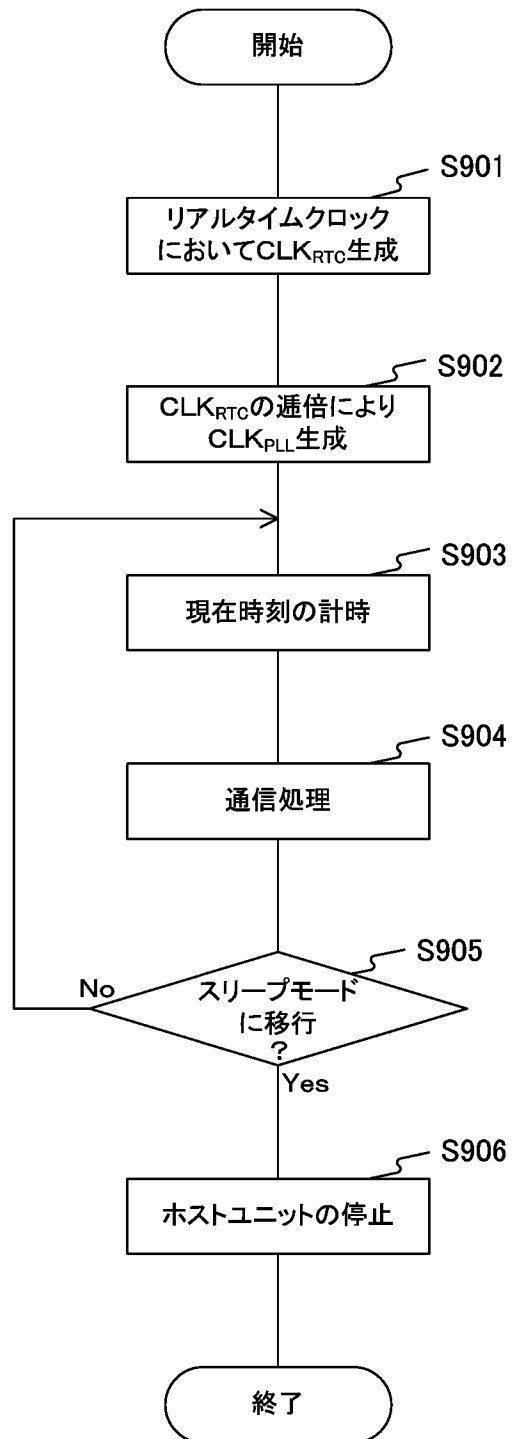
[図15]



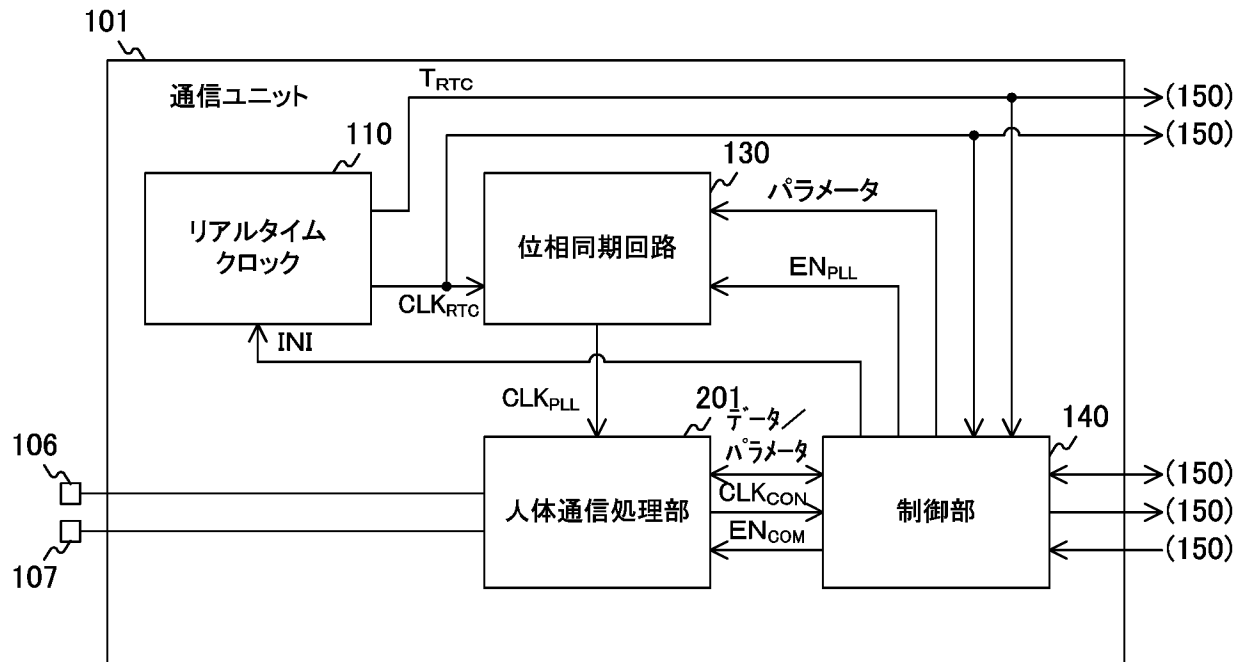
[図16]



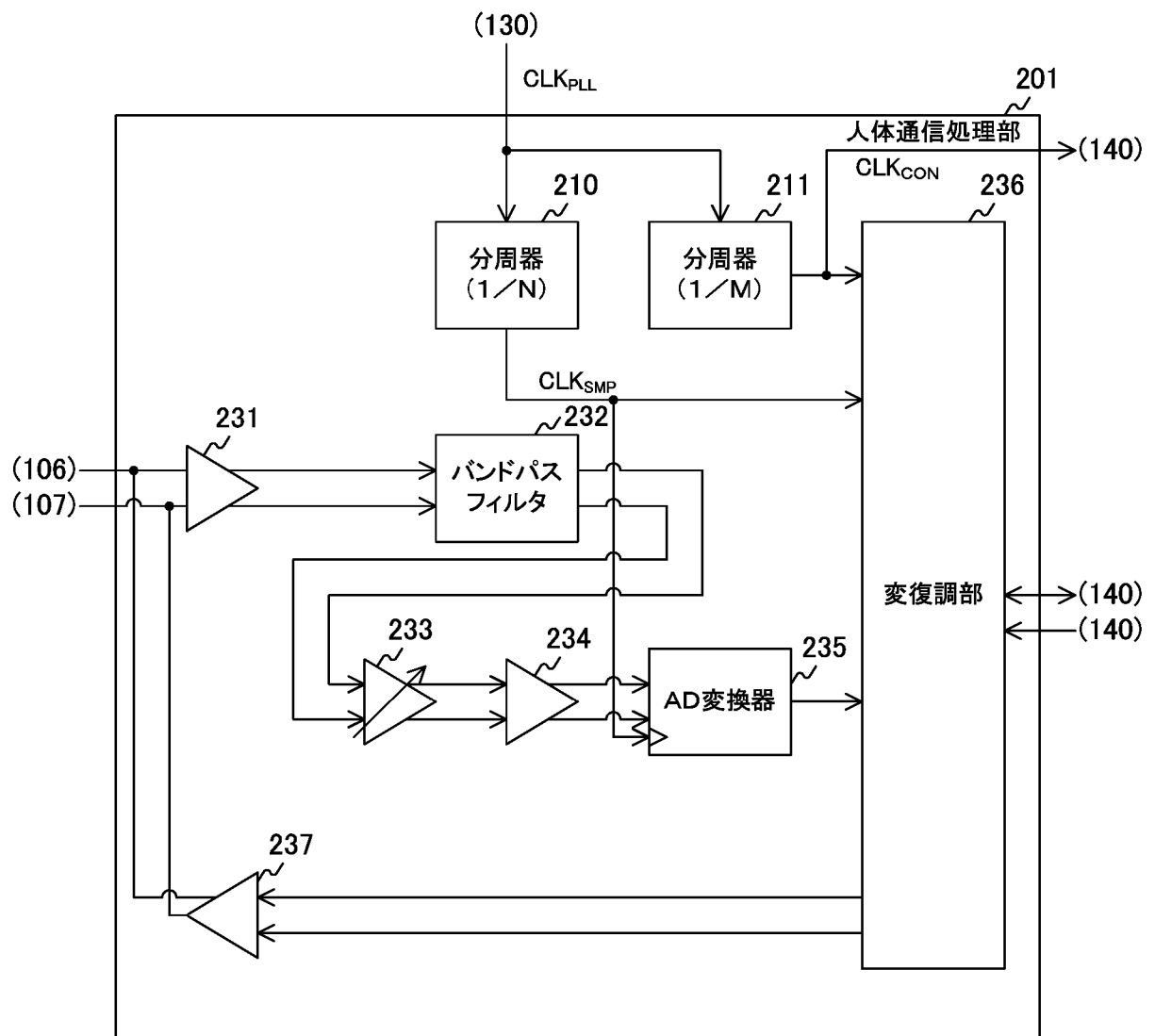
[図17]



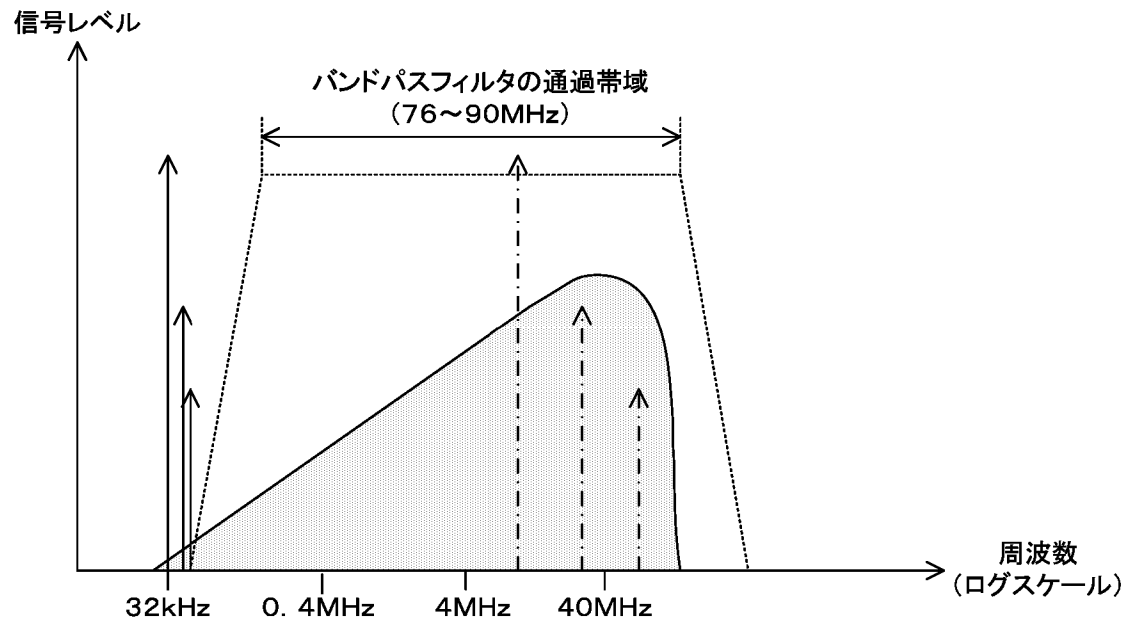
[図18]



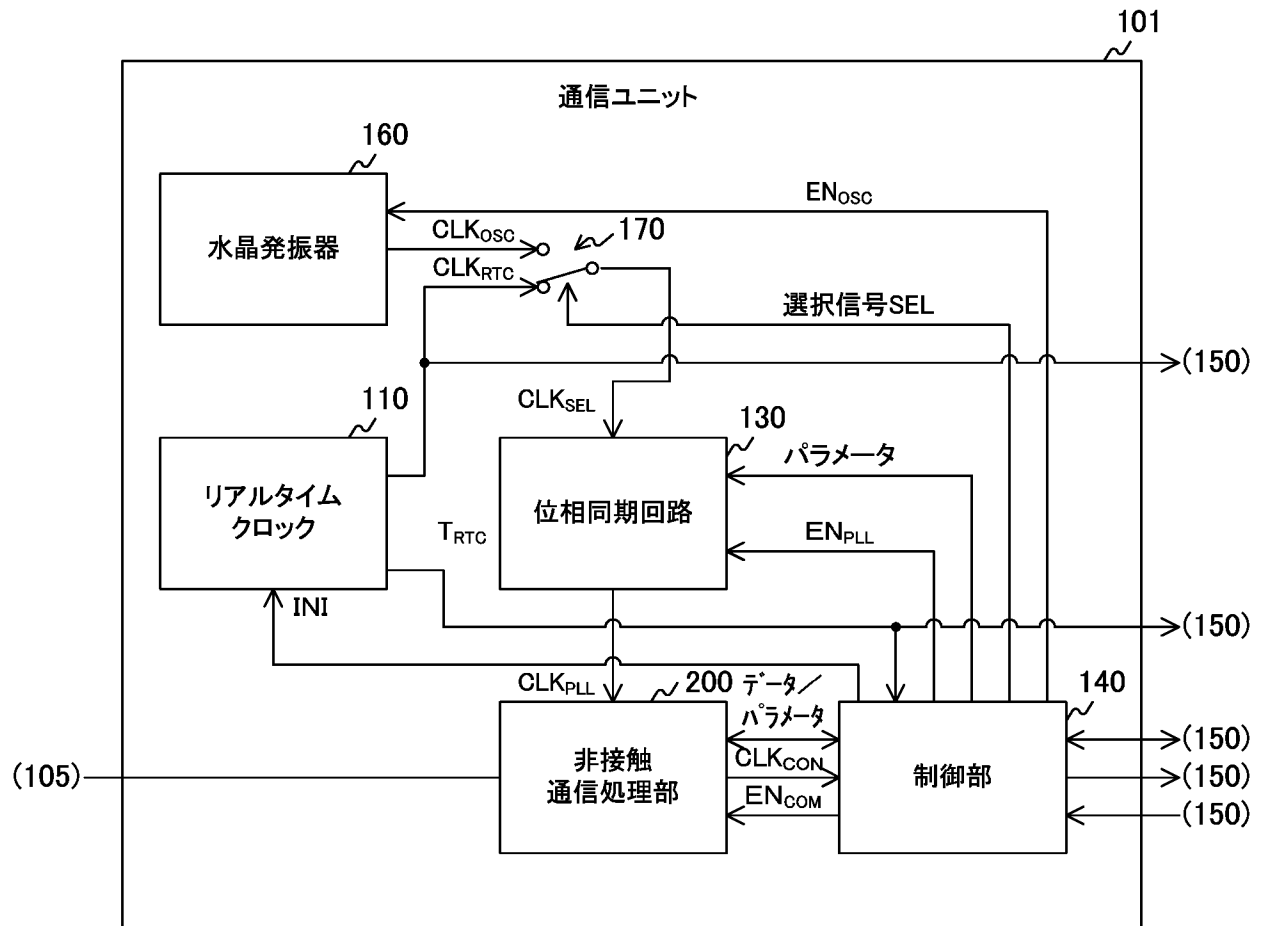
[図19]



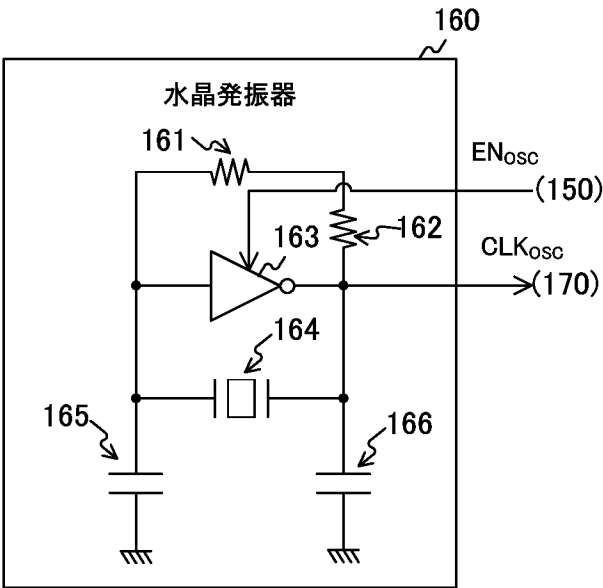
[図20]



[図21]



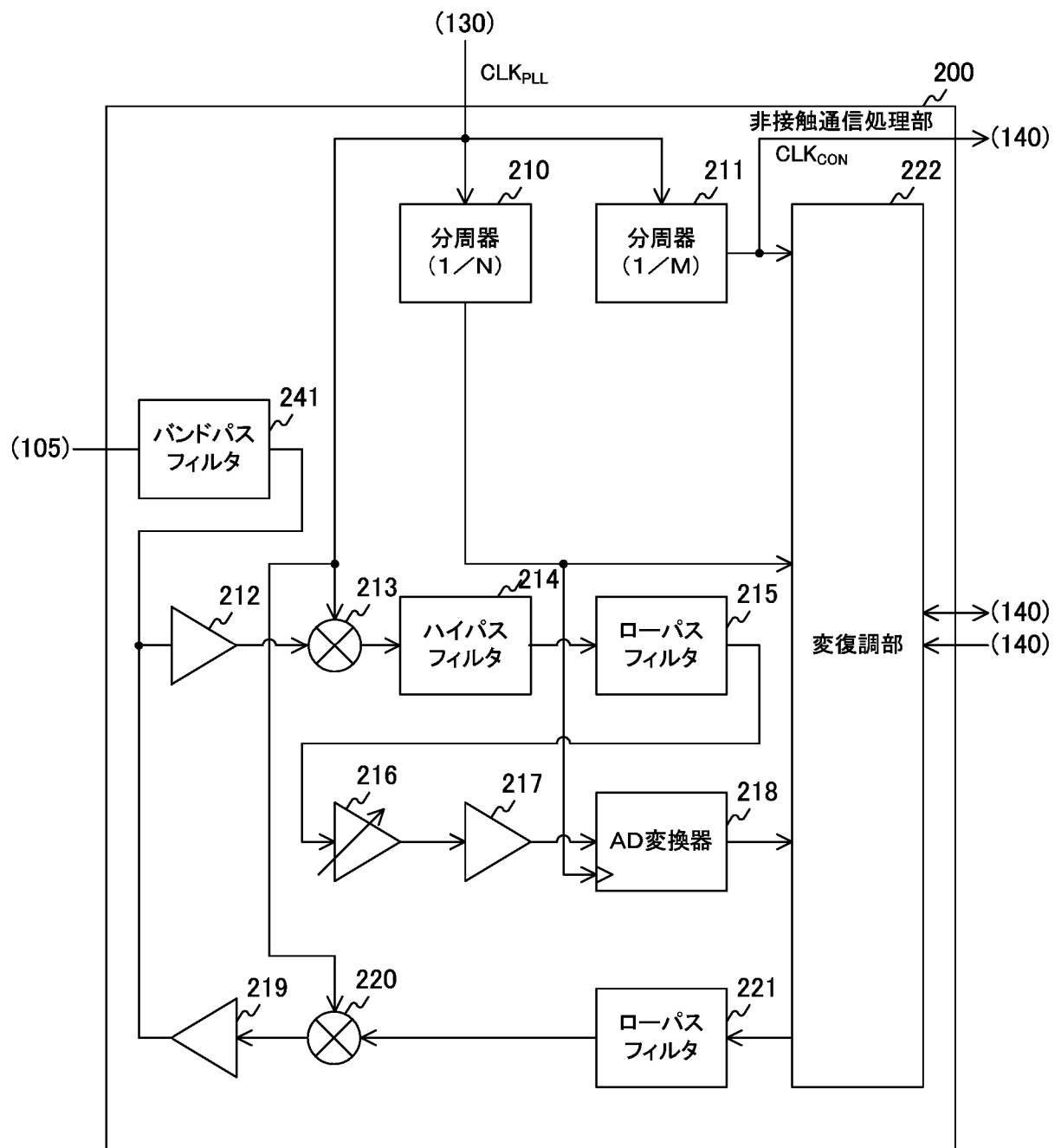
[図22]



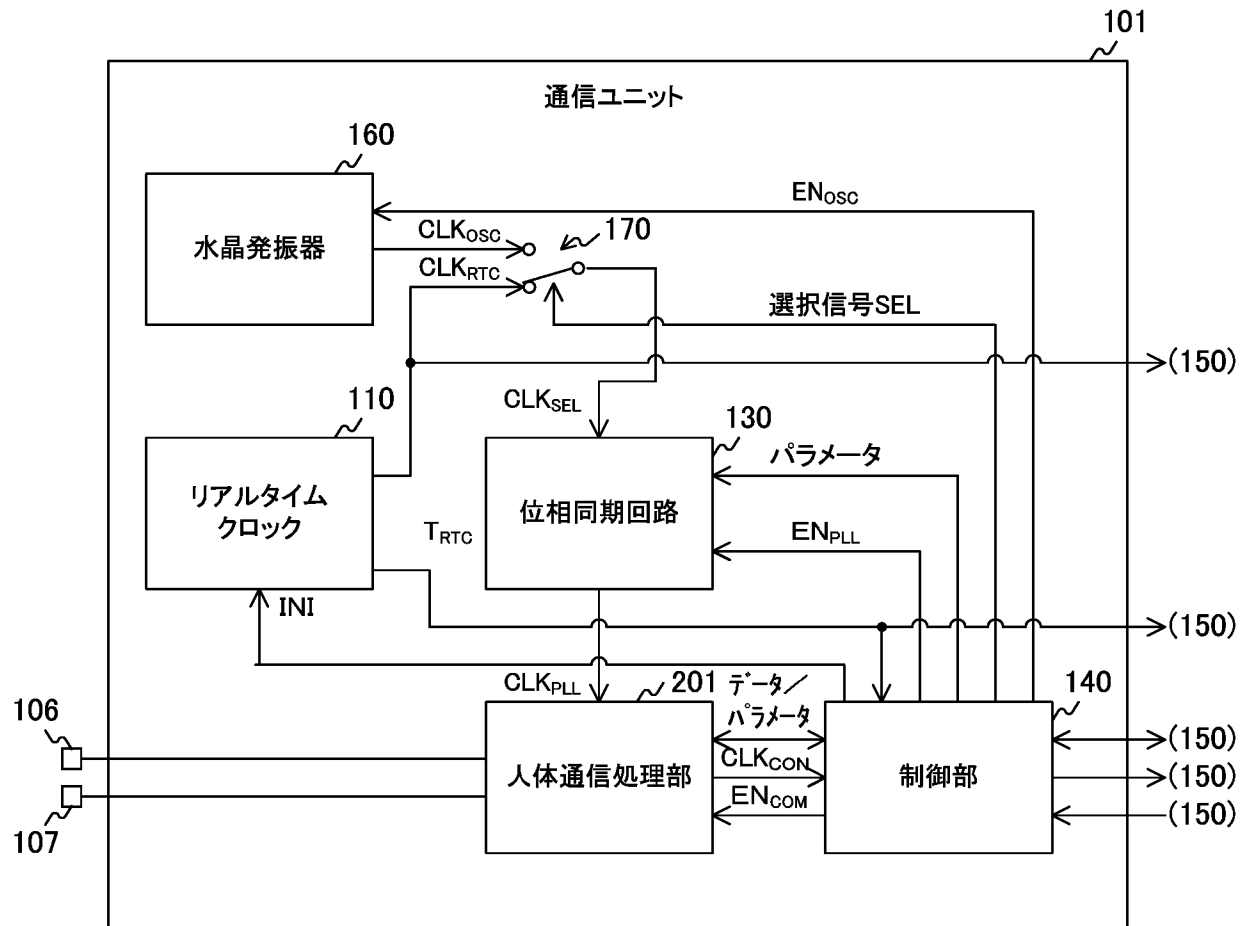
[図23]

FDC	CLK _{RTC} 選択時の S/N比劣化	選択信号	イネーブル信号	分周比
4 (周波数高)	3dBより大きい	1 (CLK _{Osc} 選択)	1 (発振器オン)	DIV _{Osc}
3 (周波数低)	0. 1dB未満	0 (CLK _{RTC} 選択)	0 (発振器オフ)	DIV _{RTC}
2 (周波数低)				
1 (周波数低)				
0 (周波数低)				

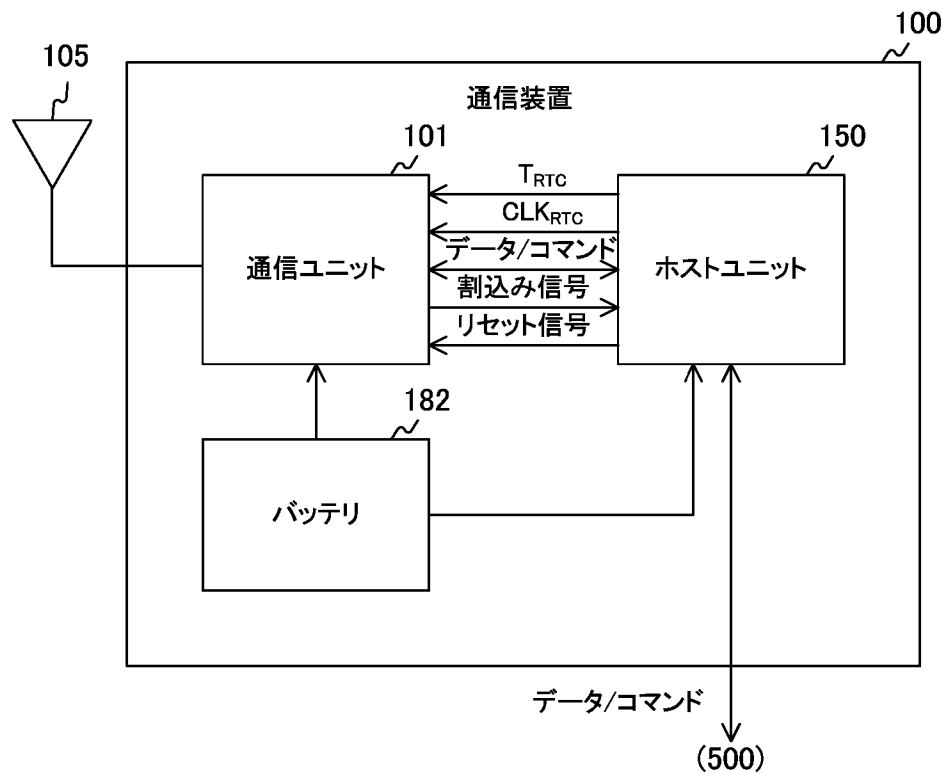
[図24]



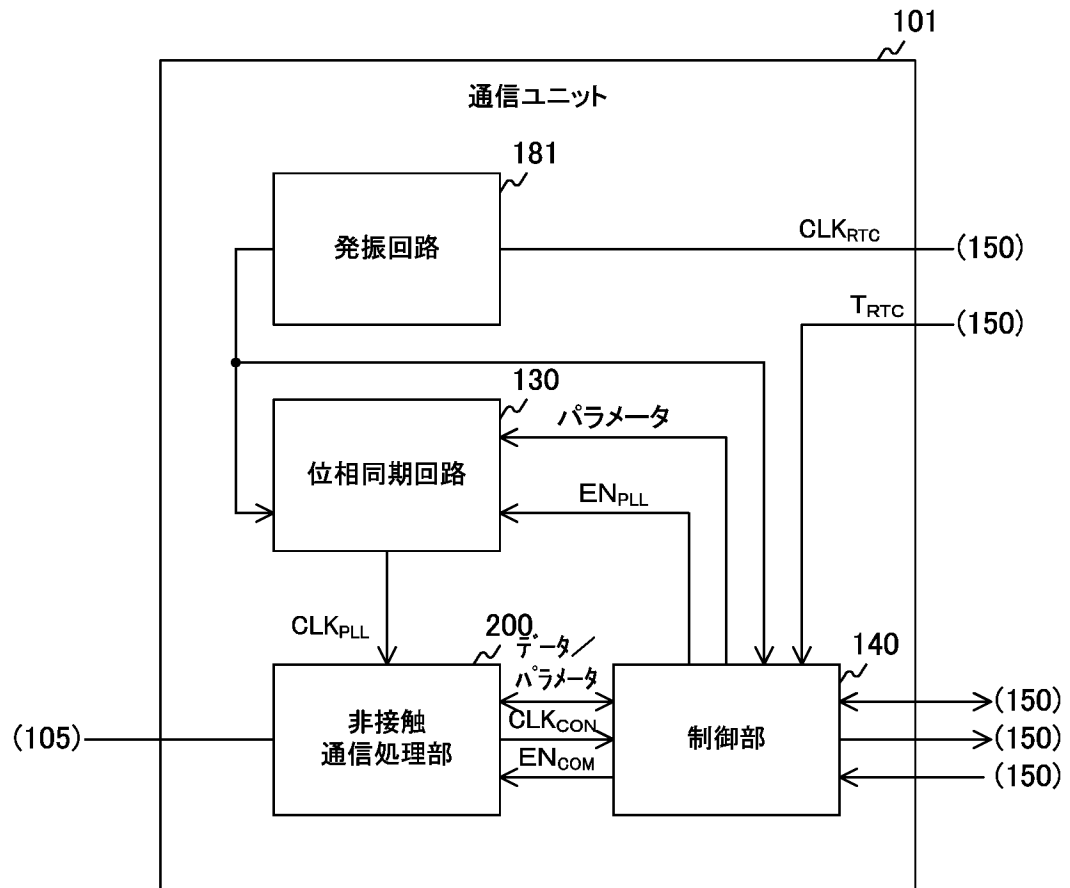
[図25]



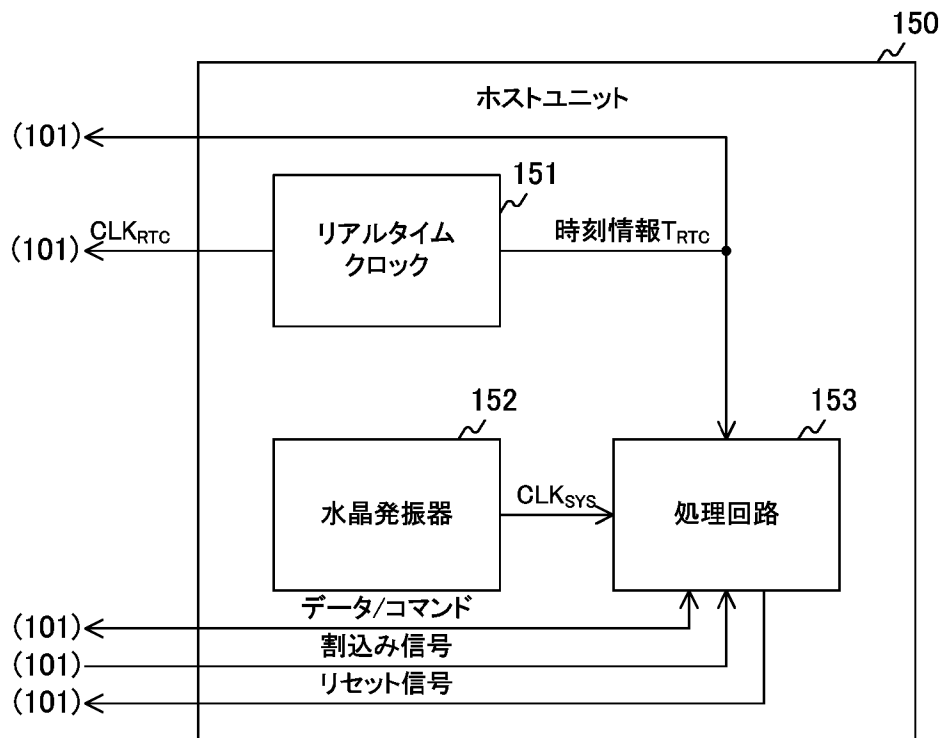
[図26]



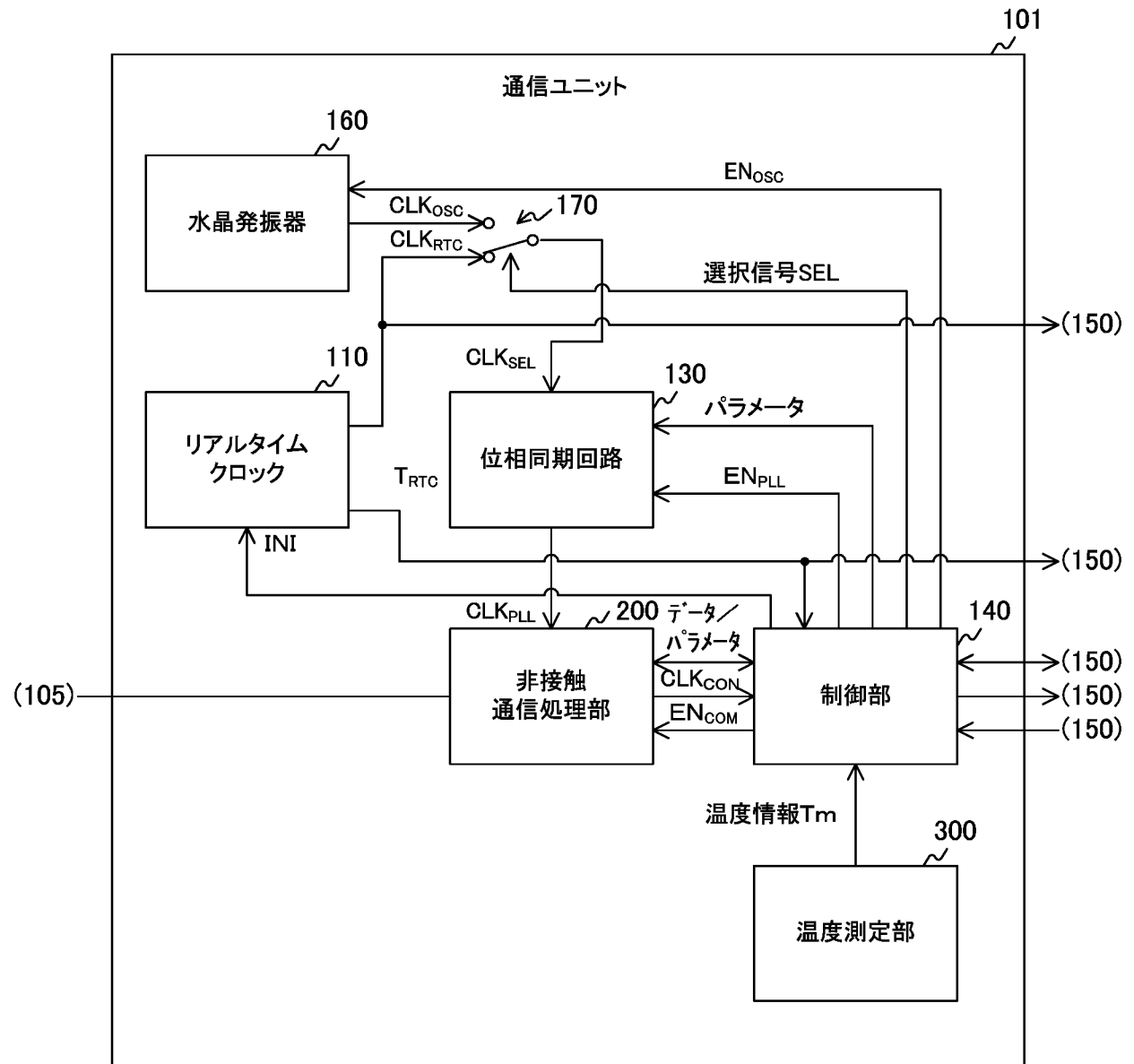
[図27]



[図28]



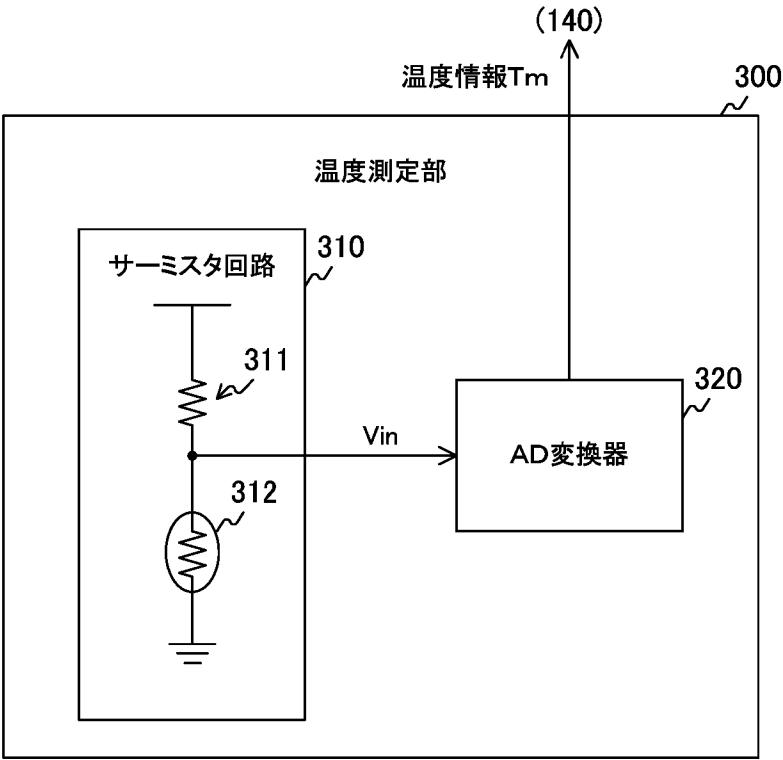
[図29]



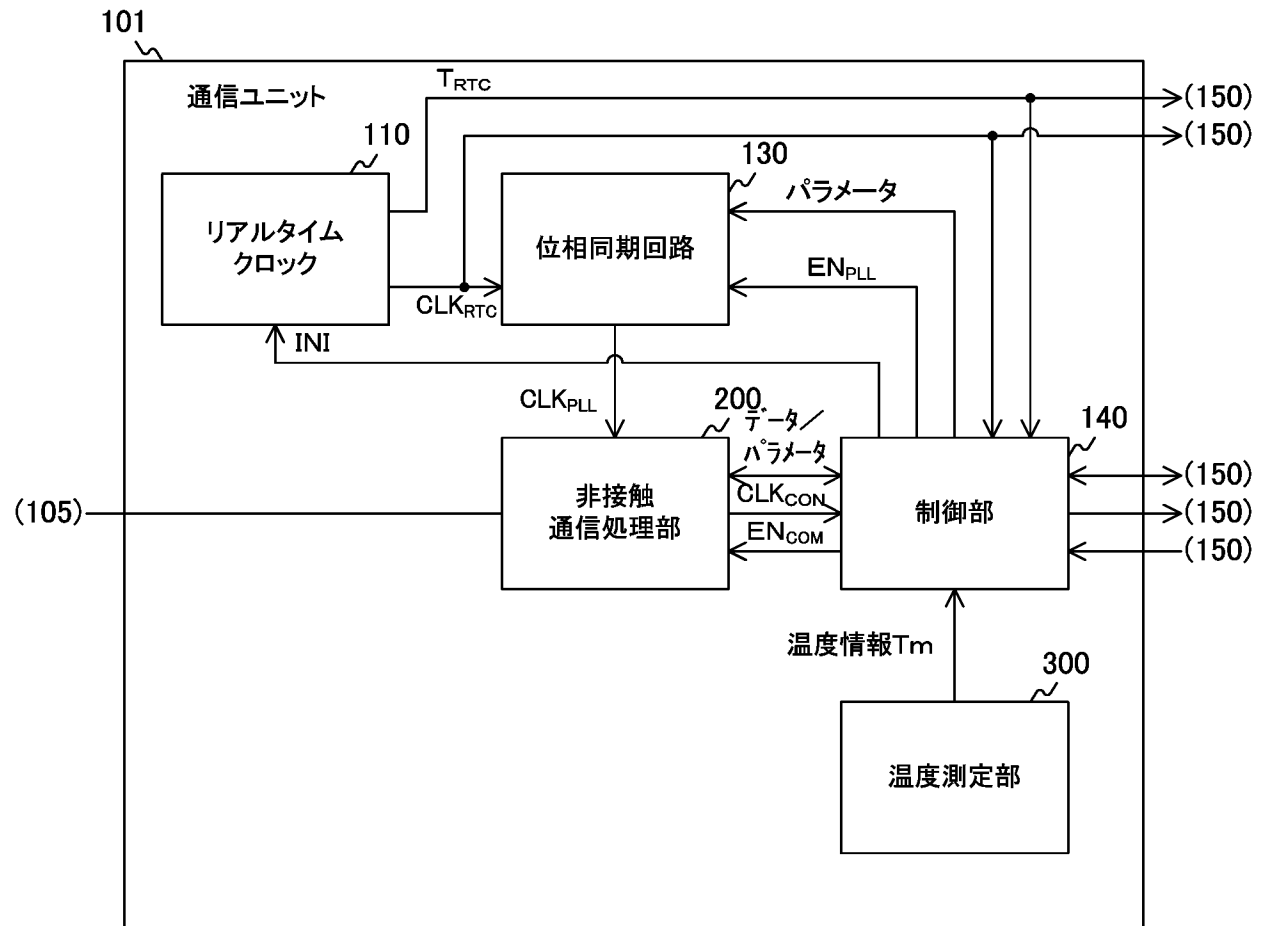
[図30]

温度T	選択信号	イネーブル信号	分周比
上限値<T<下限値	0 (CLK _{RTC} 選択)	0 (発振器オフ)	DIV _{RTC}
T≥上限値 またはT≤下限値	1 (CLK _{OSC} 選択)	1 (発振器オン)	DIV _{OSC}

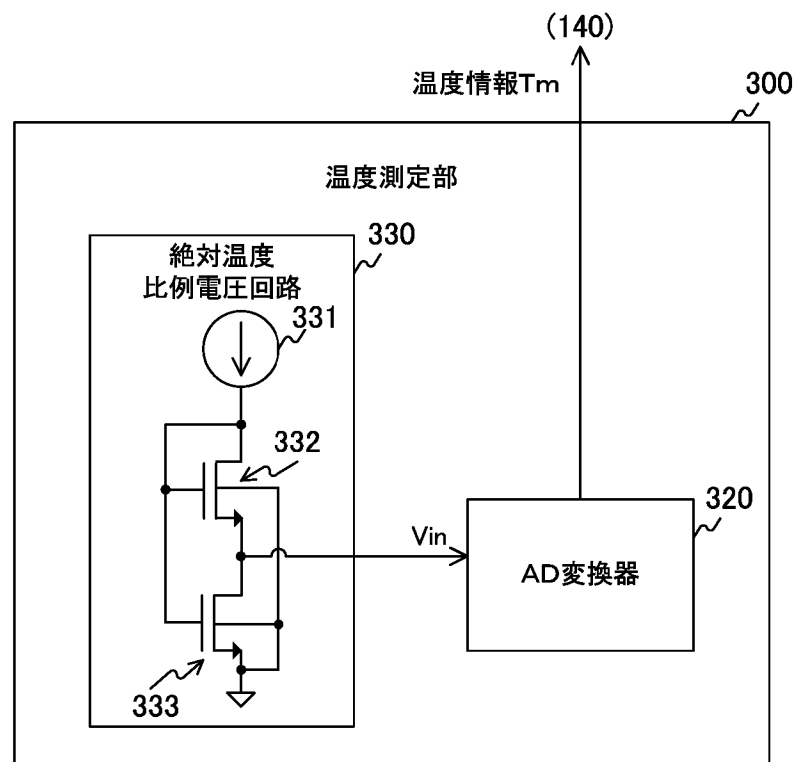
[図31]



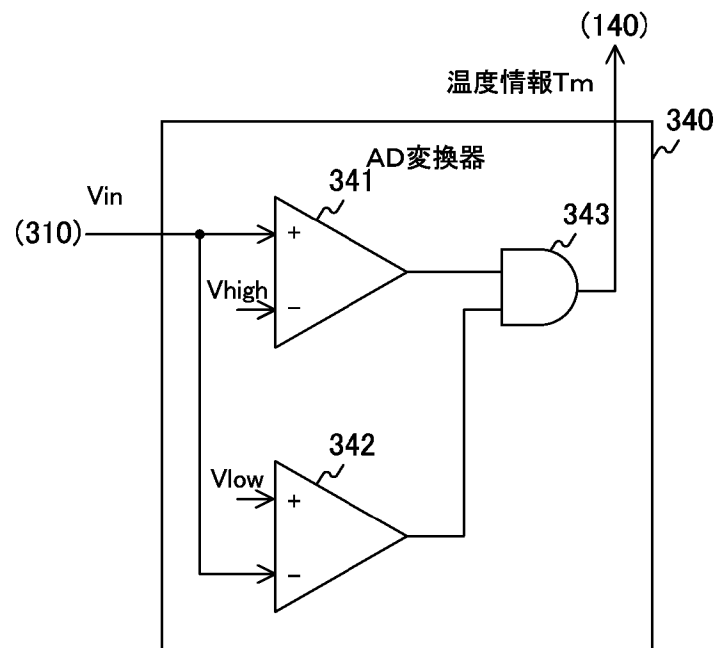
[図32]



[図33]



[図34]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2016/073939

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04B1/401(2015.01)i, G06K7/10(2006.01)i, H04B1/59(2006.01)i, H04B13/00(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04B1/401, G06K7/10, H04B1/59, H04B13/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2016
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2016	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2016

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y A	JP 2007-60614 A (Casio Computer Co., Ltd.), 08 March 2007 (08.03.2007), fig. 1, 2; paragraphs [0050] to [0060] & US 2007/0026832 A1 fig. 1, 2; paragraphs [0054] to [0064] & EP 1748332 A2 & KR 10-2007-0014071 A & CN 1904773 A	1, 8-17 2, 5-7 3, 4
Y	JP 2007-528642 A (Inter Digital Technology Corp.), 11 October 2007 (11.10.2007), paragraph [0004] & US 2005/0153751 A1 paragraph [0005] & WO 2005/062855 A2 & KR 10-2006-0130617 A & CN 101124735 A	2, 5-7

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
27 October 2016 (27.10.16)

Date of mailing of the international search report
08 November 2016 (08.11.16)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2016/073939

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2012-60583 A (Kyocera Corp.), 22 March 2012 (22.03.2012), abstract (Family: none)	5-7

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H04B1/401(2015.01)i, G06K7/10(2006.01)i, H04B1/59(2006.01)i, H04B13/00(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H04B1/401, G06K7/10, H04B1/59, H04B13/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2016年
日本国実用新案登録公報	1996-2016年
日本国登録実用新案公報	1994-2016年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
X	JP 2007-60614 A (カシオ計算機株式会社) 2007. 03. 08, 図 1, 図 2,	1, 8-17
Y	[0050] - [0060] & US 2007/0026832	2, 5-7
A	A1, FIG. 1, FIG. 2, [0054]-[0064] & EP 1748332 A2 & KR	3, 4
Y	10-2007-0014071 A & CN 1904773 A	
Y	JP 2007-528642 A (インターディジタル テクノロジー コーポレ ーション) 2007. 10. 11, [0004] & US 2005/0153751 A1, [0005] & WO 2005/062855 A2 & KR 10-2006-0130617 A & CN 101124735 A	2, 5-7
Y	JP 2012-60583 A (京セラ株式会社) 2012. 03. 22, [要約] (ファミ リーなし)	5-7

C 欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

27. 10. 2016

国際調査報告の発送日

08. 11. 2016

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

佐藤 敬介

5 K

9196

電話番号 03-3581-1101 内線 3556